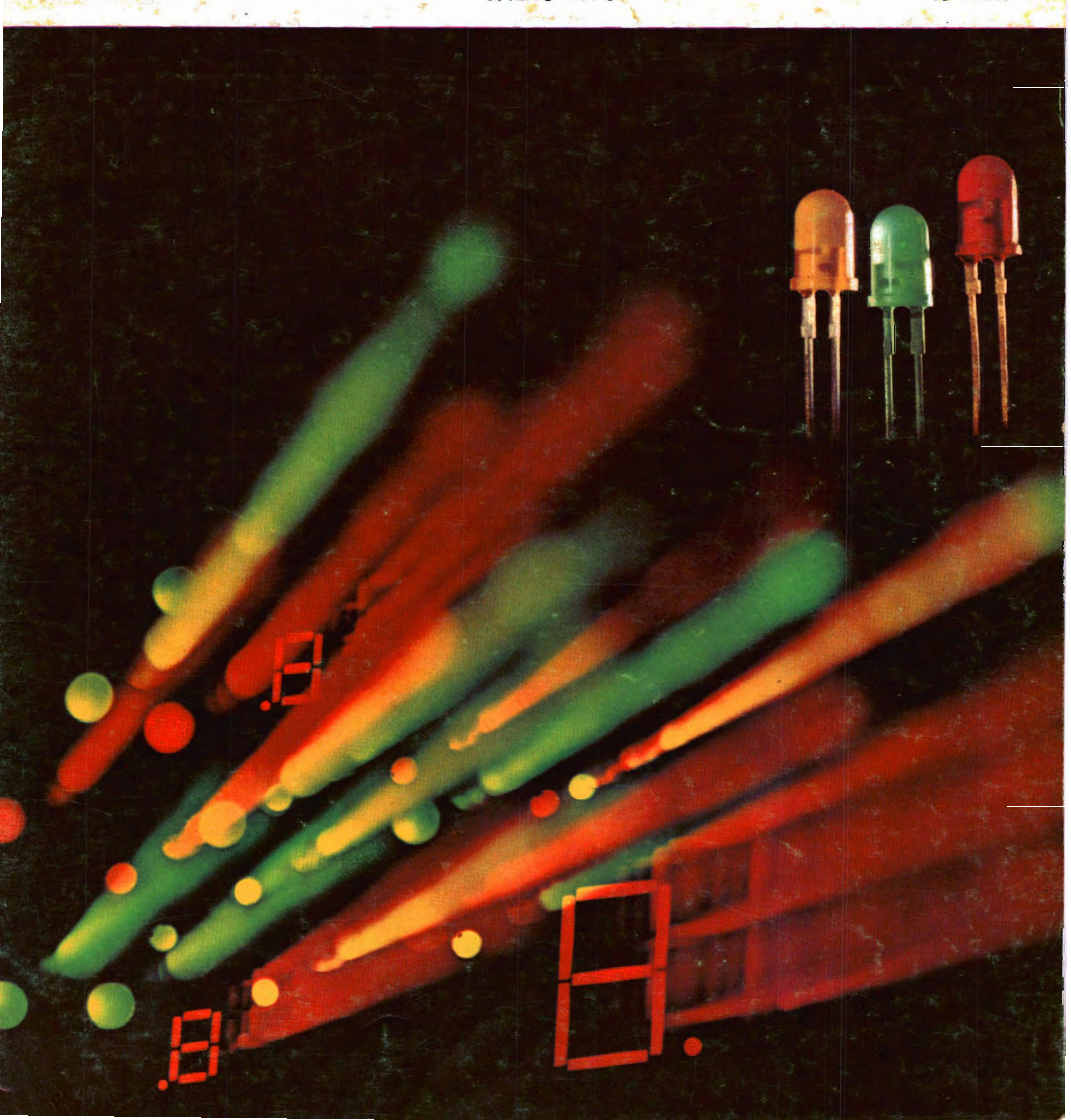
REVISTA "Miniwatt"

Vol. 15-Núm. 1 ENERO 1976 40 Ptas.

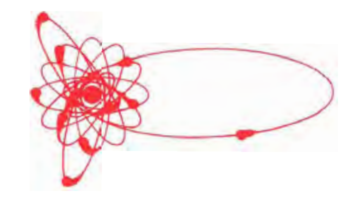


TRANSISTORES DE SILICIO PARA BAJA FRECUENCIA

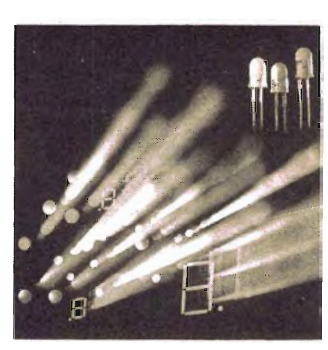
	V_{CEO} max \ P_{tot} max	0,05 W	0,3 W		0,5 W	0,8 W	1 W
NPN	20 V	BC146	BC108 BC109	BC148 BC149			BC368
NPN	25 V					BC338	
NPN	30 V				BC548 BC549		
NPN	45 V		BC107	BC147	BC547 BC550	BC337	BC635
NPN	60 V						BC637
NPN	65 V				BC546		
NPN	80 V						BC639
PNP	20 V	BC200	BC179	BC159			BC369
PNP	25 V		BC178	BC158		BC328	
PNP	30 V				BC558 BC559		
PNP	45 V		BC177	BC157	BC557	BC327	BC636
PNP	60 V						BC638
PNP	65 V				BC556		
PNP	80 V						BC640
		E C B	E B C	E B C	E B C		B C E

REVISTA Miniwatt

Publicación de aplicaciones electrónicas







Componentes optoelectrónicos: su número y sus aplicaciones aumentan de día en día.

Director:
LUIS ROIZ NORIEGA

Editor:
JUAN GARRIGA PUJOL

Redacción:
Mª DOLORES FORNS-SAMSO

Delineación y compaginación:
Mª CARMEN LAJUSTICIA

Suscripciones:
ROSA MARIA TORRES

Publicada por:

COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCION ANUAL
(11 números) 350 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 30 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

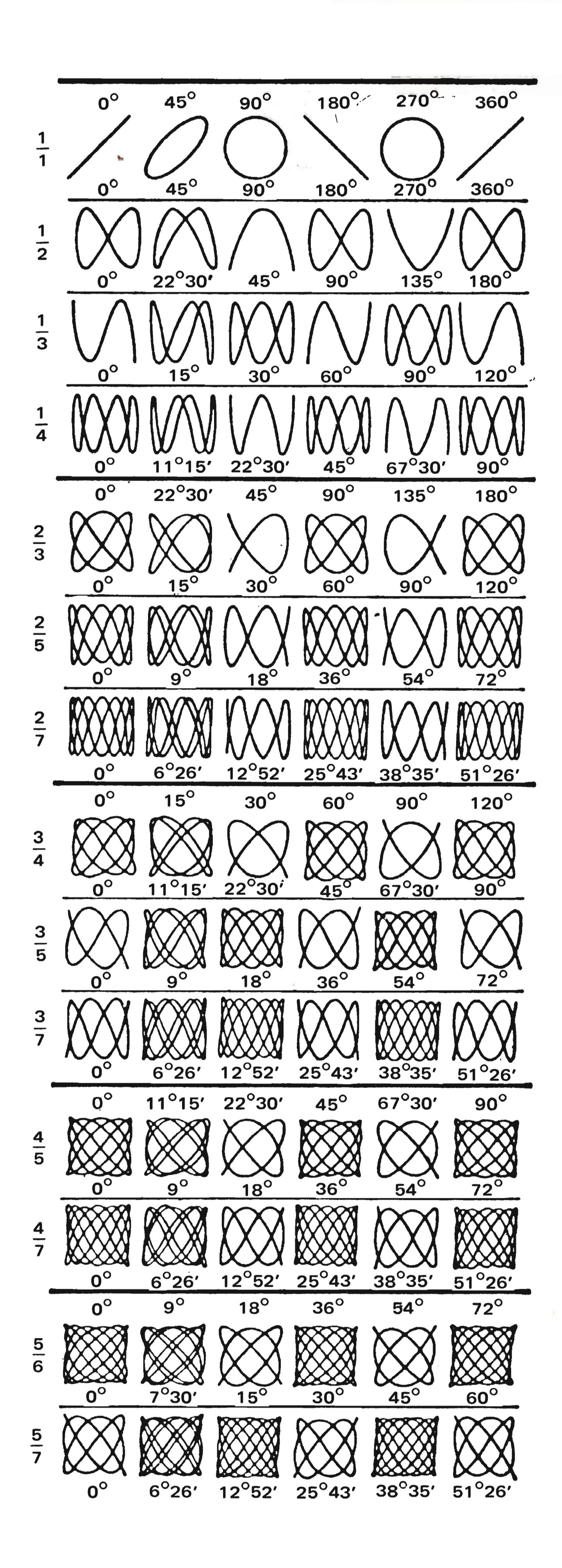
DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:
Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

Depósito Legal: B.18.387-61
GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona

ÍNDICE

VOLUMEN 15 - Número 1 **ENERO 1976**

FIGURAS DE LISSAJOUS



AMPLIFICADORES DE POTENCIA DARLINGTON PARA ALTA FIDELIDAD

Como ejemplo de aplicación de los modernos transistores Darlington, se describe en este artículo el diseño y la construcción de siete circuitos amplificadores de audio para distintas potencias de salida comprendidas entre 10 y 100 vatios. Se analiza con detalle su diseño y funcionamiento, y se reproducen circuitos impresos que permiten una fácil construcción.

1. INTRODUCCION

La gama de transistores de potencia Darlington complementarios de base epitaxial disponibles actualmente, simplifica el diseño y el montaje de amplificadores de potencia de audio para cualquier salida comprendida entre 10 W y 100 W.

Este artículo da una descripción general de las etapas de diseño de una etapa de salida complementaria, con algunas aclaraciones en los aspectos donde es posible cierta flexibilidad, por ejemplo, tipo de fuente de alimentación y los efectos consiguientes en el diseño y protección contra cortocircuito. Desde el punto de vista de los valores límite SOAR de los transistores, se presta particular atención a tres condiciones: sobreexitación, transitorios de conmutación, y cortocircuito en la salida.

Se dan detalles de la construcción y rendimiento de algunos circuitos prácticos cuyas salidas de potencia cubren la gama entre 10 W y 100 W, y cuyas impedancias de carga son de 4 Ω y 8 Ω. El rendimiento de cada amplificador supera en un elevado margen los requisitos de las normas DIN45500.

Seis de los amplificadores forman una gama diseñada para utilizar uno de los dos circuitos y la placa de circuito impreso asociada; estos están ideados para trabajar con una fuente de alimentación asimétrica. El séptimo amplificador está diseñado para trabajar con una fuente de alimentación simétrica.

2. ESPECIFICACION DEL AMPLIFICADOR

Antes de analizar el diseño del circuito del amplificador, expondremos a continuación las características de rendimiento deseadas. Debido a que es usual pensar en un amplificador de potencia en términos de cierta salida

obtenida a través de la impedancia de carga especificada, el diseño comienza en la salida y se desplaza hacia la entrada. La especificación del amplificador se da en términos de los parámetros que se dan a continuación. Los valores asignados a estos parámetros determinan en gran medida la complejidad y, por tanto, el coste del amplificador.

2.1. Parámetros

Los parámetros que se especifican son los siguientes:

- potencia de salida;
- impedancia de carga;
- distorsión;
- sensibilidad de entrada e impedancia de entrada;
- respuesta en frecuencia;
- ancho de banda de potencia;
- factor de amortiguamiento;
- relación señal-ruido;
- condiciones térmicas.

Debido a que algunos de ellos pueden interpretarse de distintas formas, en el apartado 2.2. se definen estos parámetros.

También se indica donde se establecen valores de las normas DIN 45500.

2.2. Definición de términos

Potencia de salida

De las diferentes formas de definir este parámetro, las dos más comúnmente utilizadas son:

a) *potencia de salida sinusoidal,* que es el valor eficaz continuo medido de la potencia entregada a la carga específica durante un tiempo mayor que diez minutos con un nivel de distorsión $\leqslant 1\%$;

b) *potencia musical,* que es la potencia de salida en el nivel de distorsión especificado con una entrada sinusoidal, pero durante un intervalo de tiempo tan corto que la tensión de alimentación no varía significativamente de su valor sin señal.

Para un determinado amplificador, la salida de potencia definida en b) puede ser mucho mayor que la definida en a). Sin embargo, es evidente que la definición a adoptar debe decidirse antes de comenzar el diseño. En este artículo, todas las posteriores referencias a potencia de salida se refieren a la definición a).

Impedancia de carga

De los amplificadores descritos en esta publicación, cuatro están diseñados para una carga de 4 Ω y tres para una carga de 8 Ω. De acuerdo con las normas DIN 45500, los valores pueden ser de hasta un 20% inferiores a los valores nominales.

Distorsión

La distorsión es el término general que incluye todas las causas debido a las cuales un amplificador deja de producir en sus terminales de salida una forma de onda que sea una exacta réplica de la forma de onda de la señal de entrada. Se definen cinco tipos de distorsión.

a) *La distorsión armónica* es la relación entre el valor eficaz del armónico y el valor eficaz de la frecuencia fundamental. El valor indicado normalmente en las especificaciones del amplificador es la distorsión armónica total, d_{tot}, que en términos de la distorsión de armónicos individuales d_2, d_3, d_4, etc., está dada por:

$$d_{tot} = \sqrt{(d_2^2 + d_3^2 + d_4^2 + \ldots + d_n^2)}.$$

b) *La distorsión de intermodulación* es la distorsión no lineal caracterizada por componentes en la salida que tienen frecuencias iguales a las sumas y diferencias de múltiplos enteros de las frecuencias componentes de la señal de entrada. La distorsión de intermodulación está dada por:

$$d_{im} = \frac{1}{V_O(f_1)} \left[\{V_O(f_2 - f_1) + V_O(f_2 + f_1)\}^2 + \right.$$
$$+ \{V_O(f_2 - 2f_1) + V_O(f_2 + 2f_1)\}^2 + \ldots$$
$$\left. + \{V_O(f_2 - nf_1) + V_O(f_2 + nf_1)\}^2 \right]^{1/2}.$$

Las normas DIN 45500 dan f_1 = 250 Hz, f_2 = 8 kHz, y la relación entre las tensiones de la señal de entrada $V_i(f_1)$: $V_i(f_2)$ como 4:1.

Esta distorsión normalmente está especificada para potencia de salida total y no debe ser mayor que el 2% para amplificadores de potencia.

c) *La distorsión de intermodulación por transitorios* se presenta cuando un lazo de realimentación se extiende a varias etapas y la frecuencia de corte de lazo abierto de estas etapas es menor que la de las etapas preamplificadoras precedentes. Si una señal de entrada tiene suficiente amplitud y una frecuencia mayor que

la frecuencia de corte de lazo abierto del amplificador de potencia, se producen sobreimpulsos en la tensión de excitación de lazo interno del amplificador de realimentación. Dependiendo del valor de la realimentación, estos sobreimpulsos pueden ser algunos cientos de veces mayores que el valor nominal de esta tensión. Si no se dispone de suficiente margen de sobrecarga en las etapas excitadoras del amplificador, los sobreimpulsos se recortarán y se producirán entonces salvas de intermodulación del 100%. El efecto audible es similar al de la distorsión cruzada de alta frecuencia, para el cual el oído parece ser sumamente sensible.

d) *La distorsión cruzada* se presenta en amplificadores en contrafase en clase B si la variación de la corriente de un transistor a otro no es una transición suave. Esto es invariablemente debido a incorrecta polarización de la etapa de salida, lo que produce una discontinuidad en el punto de cruce de la característica de transferencia combinada.

e) *La distorsión cruzada secundaria* es debida a la carga almacenada en la base de los transistores de salida (especialmente). El efecto es que se introduce un retardo en el paso de una mitad de la etapa de salida a la otra, de modo que se producen cortos impulsos de distorsión en el punto de cruce.

Normalmente no se especifican las distorsiones c), d) y e) debido a que no hay método normalizado para medirlas. Sin embargo, se mencionan aquí brevemente ya que sus efectos deben considerarse al diseñar el circuito amplificador.

Sensibilidad de entrada e impedancia de entrada

La sensibilidad de entrada es el nivel de señal requerido en la impedancia de entrada para producir la potencia de salida nominal. Las normas DIN 45500 establecen que la impedancia de salida de un preamplificador no debe ser mayor que 47 kΩ y que la tensión de salida obtenida en esta impedancia no debe ser menor que 1 V. Por tanto, esto debe tomarse como base para el diseño del circuito de entrada del amplificador de salida. Los amplificadores descritos aquí, tienen una sensibilidad de unos 500 mV a través de una impedancia no menor que 75 kΩ.

Respuesta en frecuencia

Es la tensión de salida o potencia desarrollada por el amplificador a través de la impedancia de carga especificada, en función de la frecuencia, para una tensión de entrada especificada constante. Las normas DIN 45500 requieren que, entre 40 Hz y 16 kHz, la respuesta debe estar dentro de los límites de ±1,5 dB de un nivel medio; la entrada se ajusta de modo que este nivel medio esté 6 dB por debajo de la potencia de salida máxima nominal. (Las últimas ediciones de las normas DIN 45500 indican 10 dB por debajo de la potencia de salida máxima nominal.)

Ancho de banda de potencia

El ancho de banda de potencia es la respuesta en frecuencia para un nivel de distorsión constante de la señal de salida (usualmente se toma d_{tot} = 1%). Los límites de esta respuesta en frecuencia son los valores de frecuencia para los cuales la potencia de salida está 3 dB por debajo del nivel que corresponde a 1 kHz: deben ser ⩽ 40 Hz y ⩾ 12,5 kHz.

Factor de amortiguamiento

Es la relación entre la impedancia de la carga externa y la impedancia de salida del amplificador. Las normas DIN 45500 dan 3 como el mínimo valor para este factor, pero los amplificadores modernos alcanzan facilmente un factor de amortiguamiento mucho más elevado.

Relación señal-ruido

La relación señal ruido es la relación entre la tensión de la señal de salida para una frecuencia especificada y el nivel de salida para la tensión de ruido equivalente en la salida. Ya que el espectro de frecuencias de ruido térmico es indefinido, y los componentes de ruido en distintas partes del espectro no tienen el mismo nivel sonoro, la relación S/N se mide a veces por medio de una red especial (una red que tiene una respuesta en frecuencia de acuerdo con la "curva audible" descrita en las normas DIN 45405) que compensa esta desigualdad. Tal medida se conoce como relación S/N ponderada. Si se mide sin esta red, el resultado es la relación S/N no ponderada.

Condiciones térmicas

El amplificador debe diseñarse de modo que, bajo las condiciones peores para una temperatura ambiente máxima especificada, la temperatura de unión máxima especificada ($T_{j\ máx}$) no debe excederse en ningún transistor.

3. SELECCION DE LOS TRANSISTORES DE SALIDA

La elección de los transistores correctos para la etapa de salida se basa en la consideración de la tensión de ruptura $V_{CEO\ máx}$, de la corriente de colector $I_{CM\ máx}$, de la ganancia en corriente h_{FE} y del SOAR (figura 1 y tabla 1). Estos parámetros están "incorporados" a cada dispositivo y no pueden ser modificados por el diseñador del circuito. Por tanto, es posible realizar una tabla que facilite la rápida elección de los transistores correctos para una salida de potencia especificada (fig. 2).

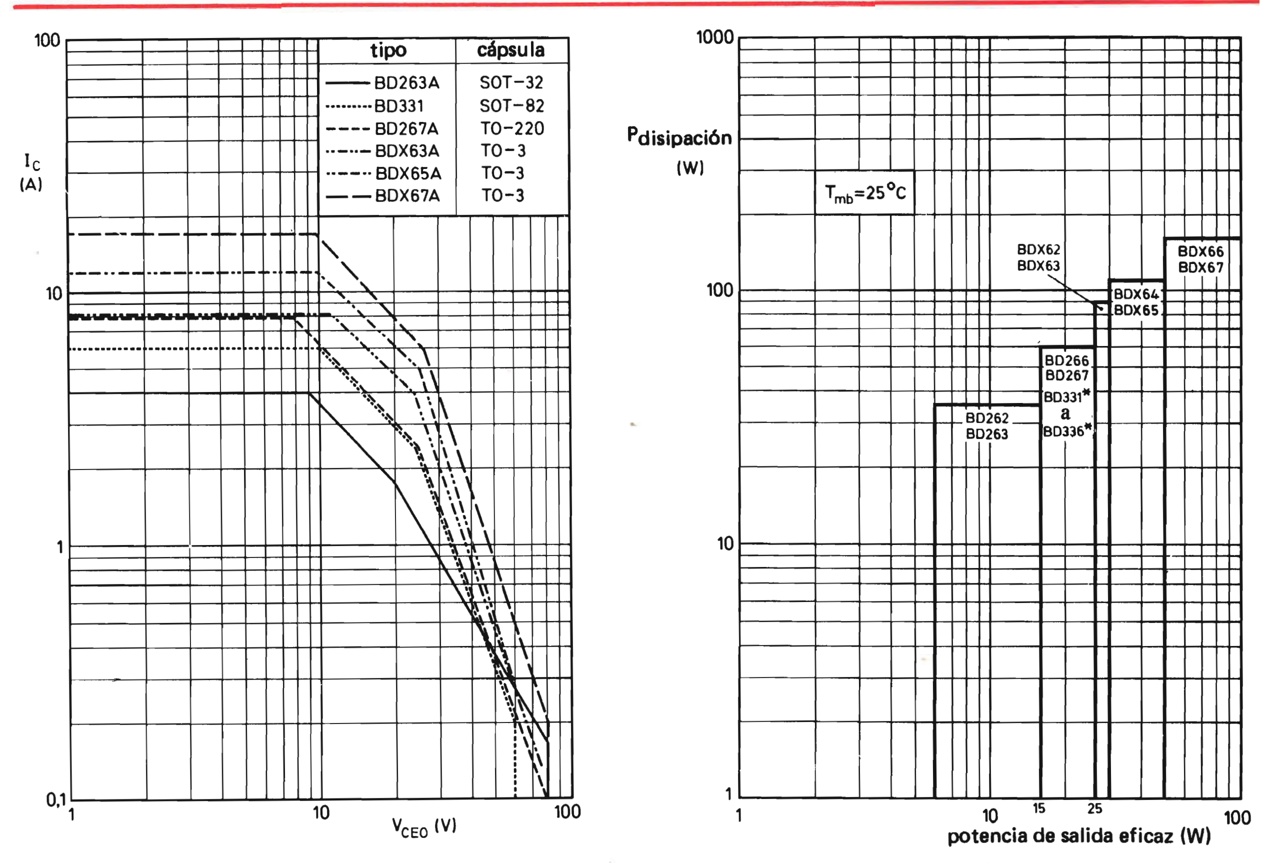


Figura 1. Comparación de las curvas del SOAR de c.c. para los transistores de la tabla 1 y la figura 2 para T_{mb} = 25°C.

Figura 2. Guía para la rápida elección de los transistores de salida complementarios adecuados.

Tabla 1. ***Datos de los transistores Darlington que se mencionan en este artículo.***

tipo	polaridad	cápsula	V_{CEO} máx (V)	I_{CM} máx (A)	P_{tot} máx (W)	h_{FE} a	V_{CE} (V)	y	I_C (A)
BD262 BD263	p-n-p n-p-n	SOT-32	60	6	36	> 750	3		1,5
BD266 BD267	p-n-p n-p-n	TO-220	60	12	60	> 750	3		3
BD331 BD332	n-p-n p-n-p	SOT-82	60	10	60	> 750	3		3
BDX62 BDX63	p-n-p n-p-n	TO-3	60	12	90	>1000	3		3
BDX64 BDX65	p-n-p n-p-n	TO-3	60	16	117	>1000	3		5
BDX66 BDX67	p-n-p n-p-n	TO-3	60	20	150	>1000	3		10

4. ESTABILIDAD TERMICA

4.1. Estabilización de la corriente de reposo

La estabilización de las condiciones de funcionamiento de la etapa de salida es necesaria debido a la dispersión de las características del transistor, a las tolerancias de los componentes, a las variaciones de la tensión de alimentación y a la dependencia de la temperatura de algunas características. Una de estas características es la corriente de reposo de colector I_{CQ} de los transistores de salida, que aumenta al aumentar la temperatura de la unión. Dependiendo de las condiciones del circuito, esto puede dar lugar a una elevada disipación de colector, la cual aumenta todavía más la temperatura de la unión, y por tanto, la corriente de colector: se produce así la condición conocida como "embalamiento térmico" y se dice que el sistema es térmicamente inestable. El resultado final es la destrucción de los transistores de salida. Para evitar que se produzca esta condición, I_{CQ} se regula con una fuente estabilizadora que utiliza un transistor, un diodo, un dispositivo con coeficiente de temperatura negativo (NTC).

En la figura 3, la fuente estabilizadora es el transistor TR_3, que funciona como un diodo regulador de tensión junto con R_9 y R_{10}. El resistor R_{10} se ajusta de modo que haga $V_{CE\ (TR3)}$ igual a la suma de $V_{BE\ (TR4)}$ y $V_{BE\ (TR5)}$ para la corriente I_{CQ} de c.c. requerida en los transistores de salida. El coeficiente de temperatura se compensa aproximadamente frente a la variación de temperatura ambiente de acuerdo con la relación de tensión $V_{CE}/V_{BE\ (TR3)}$ que resulta del ajuste de R_{10}. La variación dV_{BE}/dT de los transistores individuales determina la efectividad de la compensación.

El valor mínimo de I_{CQ} (típicamente 30 mA) se elige para mínima distorsión cruzada: el valor máximo de I_{CQ} se determina por la capacidad de disipación del transistor. Se puede calcular la máxima disipación de potencia (peor caso) para cada transistor de salida y determinar el radiador requerido. Para la estabilidad térmica, la disipación en reposo debe ser menor que la máxima disipación dinámica y, por tanto, puede calcularse $I_{CQ\ máx}$. Habiendo determinado el margen permisible de I_{CQ}, se puede calcular el mínimo valor del resistor de emisor R_E que asegurará la estabilidad térmica.

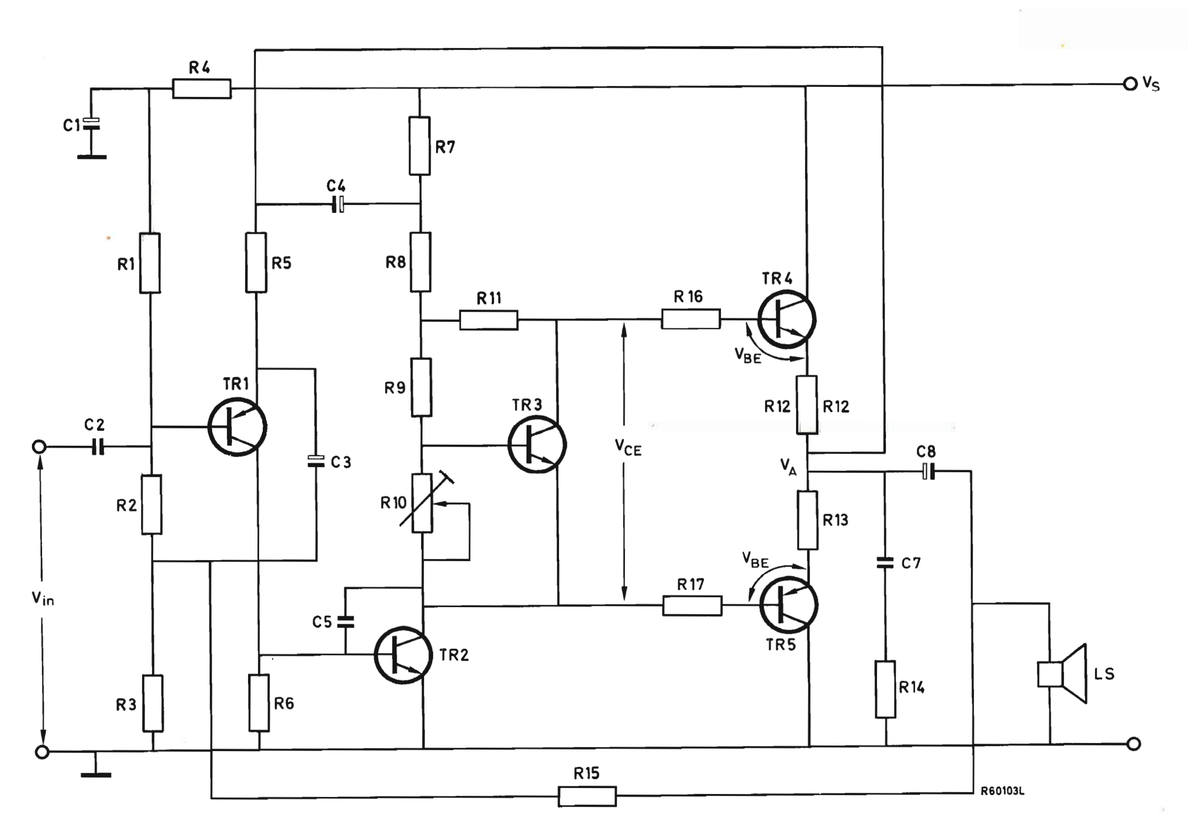


Figura 3. Circuito típico del amplificador de potencia de alta fidelidad mostrando un método de estabilización de I_{CQ}. Para mayor claridad se omiten los componentes de protección contra cortocircuito.

La velocidad a la que disminuye la corriente de reposo después de la potencia de c.a. total no depende sólo del valor de R_E sino también del acoplamiento térmico entre el transistor estabilizador y el radiador del transistor de salida.

La figura 4 muestra los resultados de la variación del acoplamiento térmico. En el caso c), el acoplamiento térmico es elevado, lo cual puede producir una "oscilación" lenta de I_{CQ} con efecto resultante adverso en la distorsión cruzada.

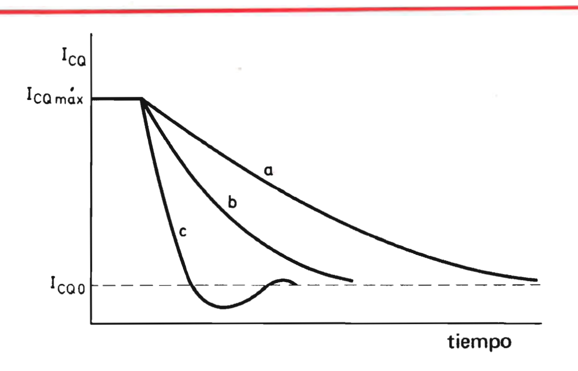


Figura 4. La velocidad de caída de I_{CQ} depende del acoplamiento térmico entre el transistor de estabilización y el radiador. a) Bajo acoplamiento térmico (pero térmicamente estable). b) Acoplamiento térmico normal. c) Elevado acoplamiento térmico.

4.2. Diseño del radiador

La temperatura de unión de un transistor es función de la potencia disipada y de la temperatura ambiente. La temperatura de unión, T_j, está dada por:

$$T_j = T_{amb} + R_{th\ j\text{-}a} P_{tot}, \tag{1}$$

donde T_{amb} es la temperatura ambiente, $R_{th\ j\text{-}a}$ es la resistencia térmica entre la unión y el aire circundante, y P_{tot} es la potencia total disipada.

La máxima temperatura de unión normalmente está dada por el fabricante del transistor; la máxima temperatura ambiente para la que se diseña el equipo es conocida por el diseñador, y la disipación de potencia puede calcularse para las peores condiciones de funcionamiento.

La disipación del peor caso para transistores de salida en una configuración de alta fidelidad en clase B está dada por:

$$P_{tot} = \frac{(1{,}1 V_A)^2}{\pi^2\ (0{,}8 R_L + R_E)}, \tag{2}$$

donde V_A es la tensión de c.c. total a través del transistor para una excursión de $2/\pi$ (en circuitos de salida complementarios ésta se toma como la tensión en el punto medio), R_L es la impedancia de carga externa, y R_E es la resistencia de emisor. Los valores de R_L y R_E de la ecuación (2) deben ser los valores nominales; los factores 1,1 y 0,8 dan la disipación de potencia cuando la tensión de alimentación es superior a la nominal, y la impedancia de carga es un 20% menor que la nominal.

Volviendo a la ecuación (1), se puede calcular un valor para $R_{th\ j\text{-}a}$ de modo que no se exceda la máxima temperatura de unión nominal

$$R_{th\ j\text{-}a} = \frac{T_j - T_{amb}}{P_{tot}}. \tag{3}$$

La resistencia térmica total entre la unión y el aire ambiente se puede representar por un circuito en serie (fig. 5) que comprende $R_{th\ j\text{-}mb}$, $R_{th\ mb\text{-}h}$, $R_{th\ h\text{-}a}$. La transferencia de calor ocurre primero entre la unión y la base de montaje y después a través del radiador al aire ambiente. Debido a la posibilidad de contacto térmico imperfecto entre la base de montaje y el radiador, se utiliza a veces una substancia adecuada (por ejemplo, grasa de silicona o un material de propiedades similares).

Los transistores de potencia elevada a veces tienen el colector conectado a la cápsula y así, en una configuración complementaria que tiene ambos transistores montados en un radiador, por lo menos un transistor debe estar aislado de masa. Esto normalmente se realiza insertando un aislante de mica entre la base de montaje del transistor y el radiador, los tornillos de montaje se aislan mediante tubos y arandelas aislantes. Si es necesario, puede mejorarse el contacto térmico entre la base de montaje, el aislante de mica y el radiador, utilizando un compuesto químico. Se dispone de una amplia gama de accesorios disipadores de calor adecuados para diversos tipos de transistores.

Ya que los valores de $R_{th\ j\text{-}mb}$ y $R_{th\ mb\text{-}h}$ se conocen a partir de los datos publicados, sólo queda calcular el valor de $R_{th\ h\text{-}a}$ mediante la siguiente expresión:

$$R_{th\ h\text{-}a} = R_{th\ j\text{-}a} - (R_{th\ j\text{-}mb} + R_{th\ mb\text{-}h}). \tag{4}$$

La resistencia térmica $R_{th\ h\text{-}a}$ depende de la disipación de potencia, de las condiciones de la superficie, de la posición de montaje, y en el caso de radiadores planos, del espesor del radiador y finalmente del tipo de cápsula

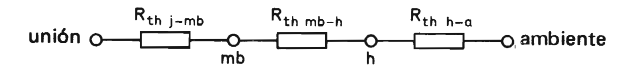


Figura 5. Circuito térmico equivalente del transistor.

utilizado para el transistor. El tipo de radiador y sus dimensiones se determinan a partir del valor de $R_{th\ h\text{-}a}$ calculado mediante los gráficos que se dan en las figuras 6 y 7. El gráfico de la figura 7 comprende cuatro secciones que se utilizan como se explica en la figura 6. La sección 1 muestra la dependencia entre la resistencia térmica y la orientación y acabado de la superficie del radiador. La sección 2 muestra la influencia de la disipación de potencia en condiciones de convección libre en la resistencia térmica. La sección 3 muestra la variación de la resistencia térmica en función del área y del espesor del radiador (para radiadores planos), o de la longitud (en el caso de radiadores de extrusión). La sección 4 muestra la influencia de la cápsula en la resistencia térmica.

Obsérvese que la sección 1 de las curvas del radiador se refiere a un acabado pintado del radiador. En efecto, el color de la pintura es relativamente poco importante: la resistividad térmica del radiador de placa plana pintado de blanco brillante es sólo un 3% mayor que la del mismo radiador pintado de negro mate. Con radiadores con aletas (extruidos), la pintura es menos efectiva, pero también digna de tenerse en cuenta. El anodizado y el ataque químico disminuyen la resistividad térmica. Las pinturas metálicas, tales como pintura de aluminio, tienen la emisividad más baja, pero son unas 10 veces mejor que un acabado metálico de aluminio brillante.

Las curvas completas del radiador, que se aplican sólo a radiadores de aluminio se dan en la figura 7. Para aclarar el modo de usarlas daremos un ejemplo.

Considérese el amplificador 4 (figura 21):

$$V_{A(2/\pi)} = \frac{1}{2}\left(\frac{40 \times 0{,}9}{0{,}85}\right) = 21{,}2 \text{ V}.$$

Entonces, de la ecuación (2):

$$P_{tot} = \frac{(1{,}1 \times 21{,}2)^2}{\pi^2\ (0{,}8 \times 4 + 0{,}5)} = \frac{544}{3{,}7\pi^2} \approx 15 \text{ W}.$$

El valor de $R_{th\ j\text{-}a}$ para $T_{amb} = 50°C$ y $T_j = 150°C$ está dado por:

$$R_{th\ j\text{-}a} = \frac{150 - 50}{15} \approx 6{,}7\ °\text{C/W}.$$

Para los transistores BD266 y BD267, $R_{th\ j\text{-}mb}$ = = 2,08°C/W, y el máximo valor de $R_{th\ mb\text{-}h}$ es de 0,5°C/W. Por tanto, suponiendo que no se usan aislantes de mica, de la ecuación (4):

$$R_{th\ h\text{-}a} = 6{,}7 - (2{,}08 + 0{,}5) \approx 4{,}1\ °\text{C/W}.$$

Entrando en la sección 1 de la figura 7 en 4,1 y suponiendo que se usa un radiador vertical pintado, seguir una línea horizontal hasta la intersección con la curva de radiadores verticales pintados. Seguir ahora una línea vertical hacia arriba hasta el punto de 15 W (interpolado) y después horizontalmente hacia la sección 3 hasta encontrar la curva del radiador de 2 mm de espesor. A partir de este punto, seguir verticalmente hacia abajo hasta cortar la curva de la cápsula TO-220 en la sección 4. Desplazándose hacia la izquierda a partir de este punto se obtiene un área de radiador (un lado) de 110 cm^2. Para potencias más elevadas, si la línea entre la sección 2 y la sección 3 corta a curvas de radiador plano y de extrusión, entonces es posible elegir entre estos dos radiadores; para potencias aún más elevadas, es evidente que sólo son prácticos los radiadores de extrusión. Para estos radiadores seguir verticalmente hacia arriba a partir de la intersección de la sección 3 para obtener la longitud requerida.

Obsérvese que para radiadores planos, la relación longitud/anchura no será superior a 1,25.

5. TRANSITORIOS Y SOAR

En este artículo se supone un conocimiento de las curvas del área de funcionamiento de seguridad (SOAR).

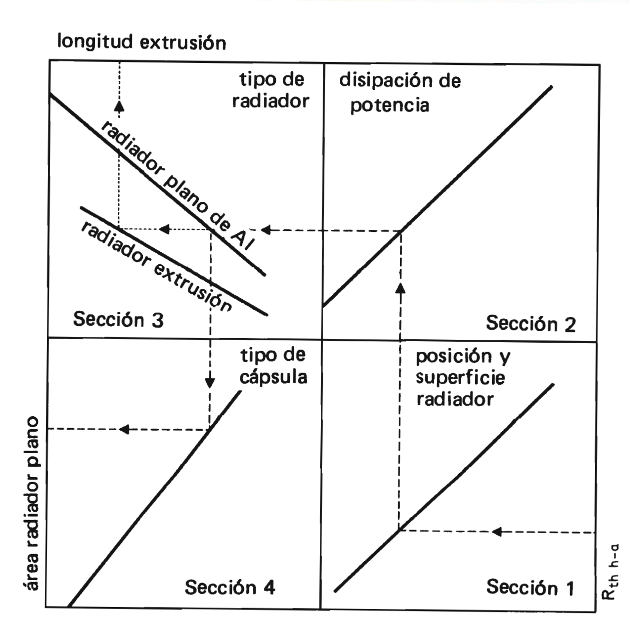


Figura 6. Muestra como se utilizan las curvas de radiador de la figura 7. Si la línea horizontal de la sección 2 a la sección 3 corta a la curva de radiadores de extrusión y a la de radiadores planos, entonces es posible la elección de uno de estos dos. Para tipos de extrusión, se sigue la línea de puntos obteniendo así la longitud de radiador necesaria. Para un radiador plano, se sigue la línea a trazos para obtener el área (de una sola cara) del radiador requerido.

En el diseño de amplificadores de audio, se deben examinar tres condiciones de los transistores de excitación y de salida para tener la seguridad de no sobrepasar los valores límite SOAR.

Estas son:

a) condiciones de sobreexcitación del amplificador de potencia;
b) transitorios debidos a efectos de conexión de la fuente de alimentación;
c) condiciones de cortocircuito.

El caso a) se presenta cuando la entrada del amplificador de potencia se sobreexcita hasta el punto de máxima excursión en la característica I_C/V_{CE}. El rendimiento del amplificador en este aspecto debe comprobarse para condiciones del peor caso de carga y de tensión de alimentación. Para esta prueba, la impedancia de carga (representada por R_L y L_L en serie), la tensión de alimentación V_S, la frecuencia f_i y la tensión de entrada V_i del amplificador, y la impedancia del generador R_i deben ser igual a los valores indicados en la tabla 2 para cargas nominales de 4 Ω o 8 Ω.

El caso b) se presenta especialmente en amplificadores que utilizan fuentes de alimentación asimétricas donde la corriente de la carga de conmutación en C_L (fig. 8) provoca un transitorio a través de TR_1 que podría ser superior al valor nominal del SOAR. Si el tiempo RC de

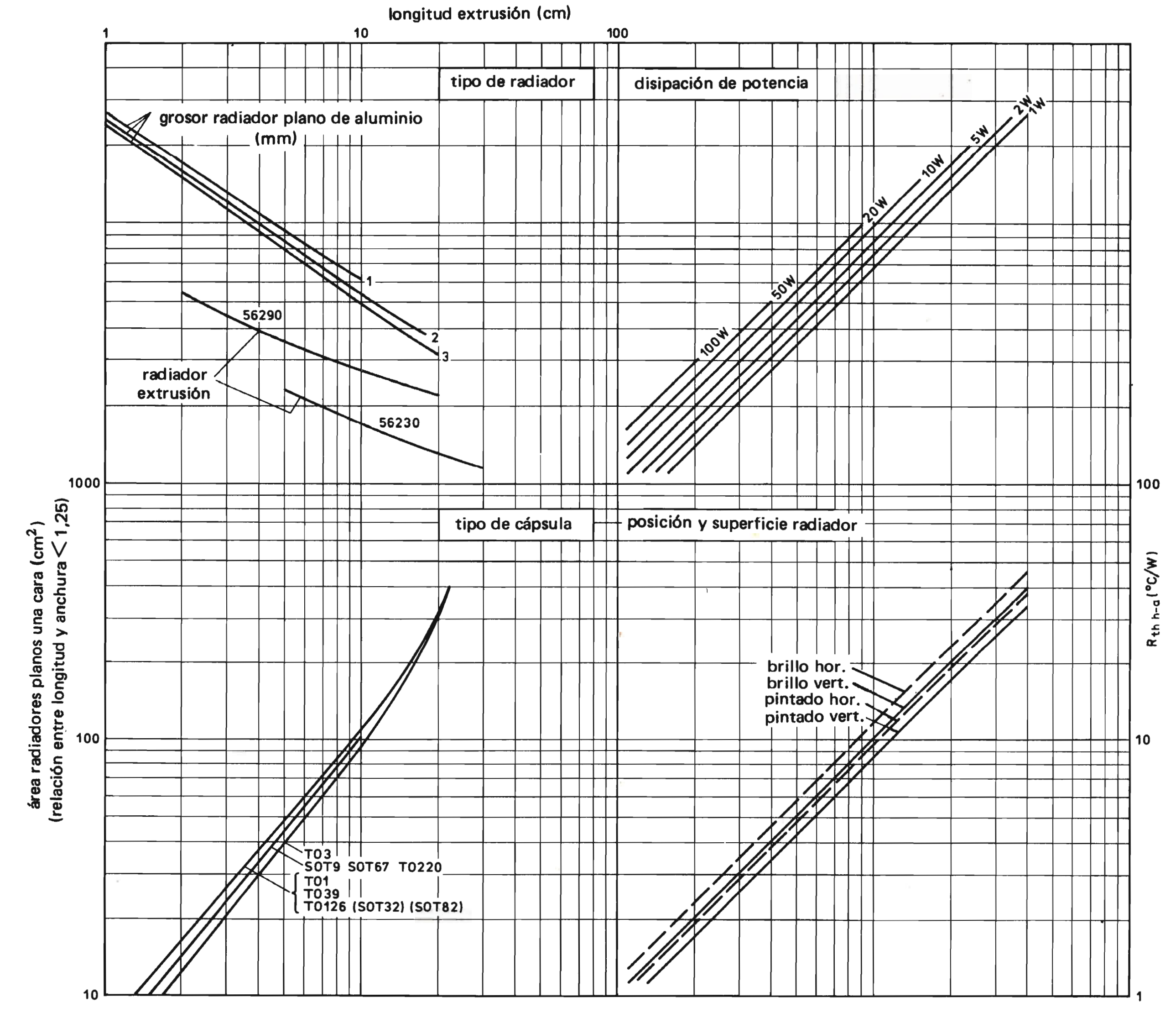


Figura 7. Curvas de diseño del radiador para transistores de potencia de audio.

Tabla 2. *Condiciones de prueba de sobrecarga.*

carga nominal (Ω)	R_L (Ω)	L_L (mH)	V_S	V_i	f_i (Hz)	R_i (generador) (Ω)
4	3,2	0,5	V_{So}* +10%	$20V_{i\ nom}$**	450	600
8	6,4	1,0	V_{So} +10%	$20V_{i\ nom}$	700	600

* V_{SO} es la tensión de alimentación nominal sin carga.
** $V_{i\ nom}$ es la señal de entrada para potencia de salida total.

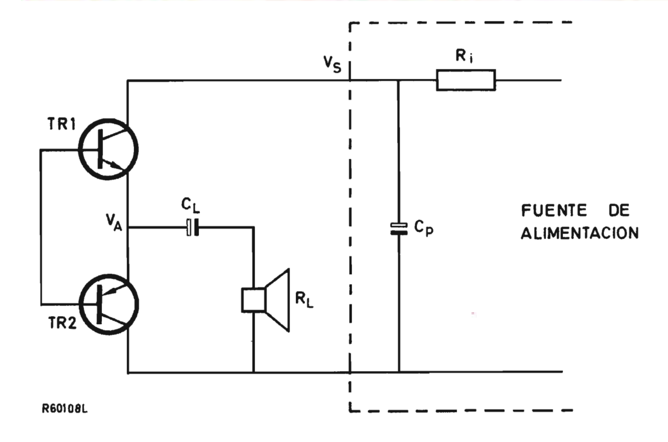
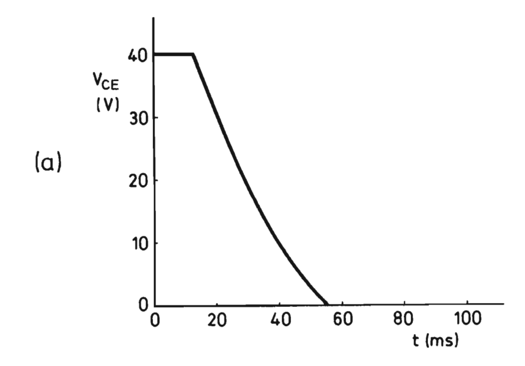
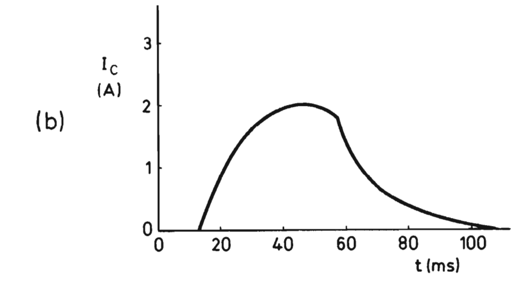


Figura 8. Transitorios de conexión. Si la constante de tiempo de la fuente de alimentación es menor que la constante de tiempo de la tensión V_A, entonces TR_1 empezará a conducir mientras V_A todavía es cero.





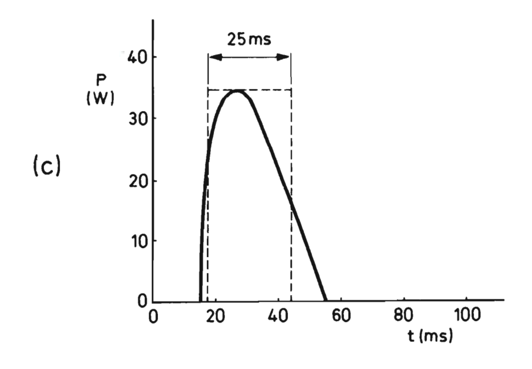


Figura 9. Transitorios de conexión en TR_1 de la figura 8 para un amplificador de 25 W. En este caso, $V_S = 40$ V; $R_L = 4$ Ω; $C_L = 2200$ μF. a) Tensión a través de TR_1. b) Corriente a través de TR_1. c) Disipación de potencia transitoria en TR_1. La curva a trazos es el impulso de onda cuadrada que tiene igual amplitud y contenido de energía.

V_S es menor que el tiempo *RC* de la tensión en el punto medio V_A, lo que ocurre casi siempre, TR_1 comenzará a conducir mientras V_A todavía es cero. Así es posible que circule una gran corriente a través de TR_1 mientras su V_{CE} es elevada.

La figura 9a y b muestran, respectivamente, las excursiones de V_{CE} e I_C para estos transitorios de conexión en un amplificador experimental de 25 W y 4 Ω (amplificador 4). En este caso, C_L es de 2200 μF y R_L es de 4 Ω. La figura 9c muestra el correspondiente pico de potencia y el pico de potencia rectangular derivado de igual amplitud y contenido de energía. Esto muestra una potencia de pico de 35 W para una duración de 25 ms. La figura 10 muestra la excursión del transitorio de conexión dibujado en la curva SOAR de c.c. para el BD267. La temperatura de la base de montaje durante la conexión será baja de modo que T_{mb} puede tomarse igual a 25°C. Sin embargo, este punto no es muy importante puesto que el comportamiento en segunda ruptura de los dispositivos Darlington de base epitaxial es independiente de la temperatura. En teoría debería calcularse la curva SOAR para 25 ms, pero su desviación con

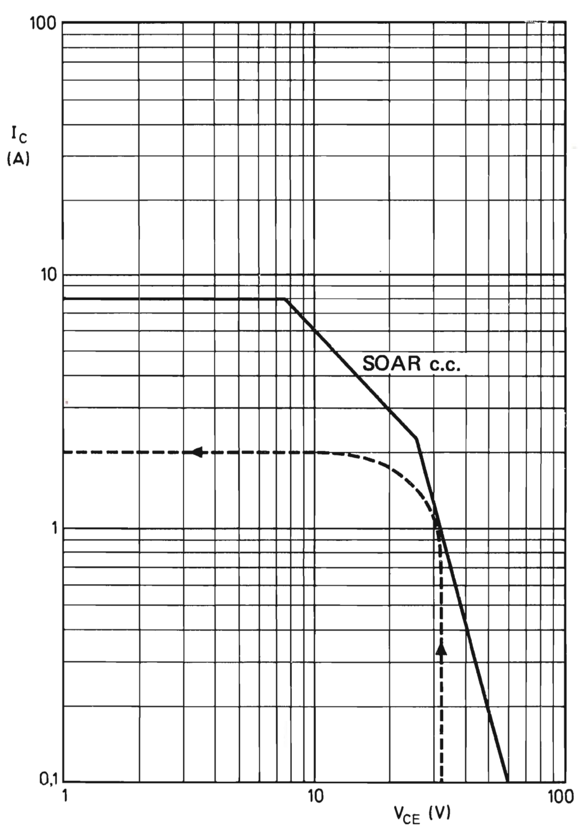


Figura 10. Transitorios de conmutación de la figura 9 dibujados en la curva SOAR de c.c. para el transistor BD267.

relación a la curva de c.c. sería tan pequeña que, en la práctica, puede usarse esta última.

Si se utilizan redes de protección contra cortocircuito, es necesario comprobar el rendimiento SOAR del amplificador bajo condiciones reales de cortocircuito (caso c)). Las condiciones para la prueba son las siguientes:

- cortocircuito en los terminales de salida;
- generador de onda senoidal con $R_i = 600\ \Omega$;
- excursión de excitación para potencia de salida nominal en todas las frecuencias entre 20 Hz y 20 kHz.

En ningún momento deben excederse los valores límite del SOAR durante esta prueba.

6. PROTECCION CONTRA CORTOCIRCUITO

En amplificadores complementarios en clase B como los que se describen en este artículo, una salida cortocircuitada hará que los transistores de salida consuman una corriente superior a su valor nominal. A no ser que los transistores sean extremadamente robustos, están expuestos a destrucción. Para potencias de salida bajas (< 25 W), un fusible en la línea de alimentación (como en la figura 18) proporciona suficiente protección (dos fusibles si se utiliza una fuente de alimentación simétrica). Para elevadas potencias de salida (> 25 W) es deseable un circuito de protección electrónico.

Se describen dos métodos de protección:

- circuitos de disyunción de corriente;
- circuito limitador de corriente.

6.1. Circuitos de disyunción de corriente

La figura 11 muestra un sencillo circuito (encerrado en la línea a trazos). El circuito funciona de la siguiente forma. La corriente a través del transistor de salida TR_3 está gobernada por la tensión entre los puntos E y C, es decir, por la suma de las tensiones a través de R_7 y R_2,

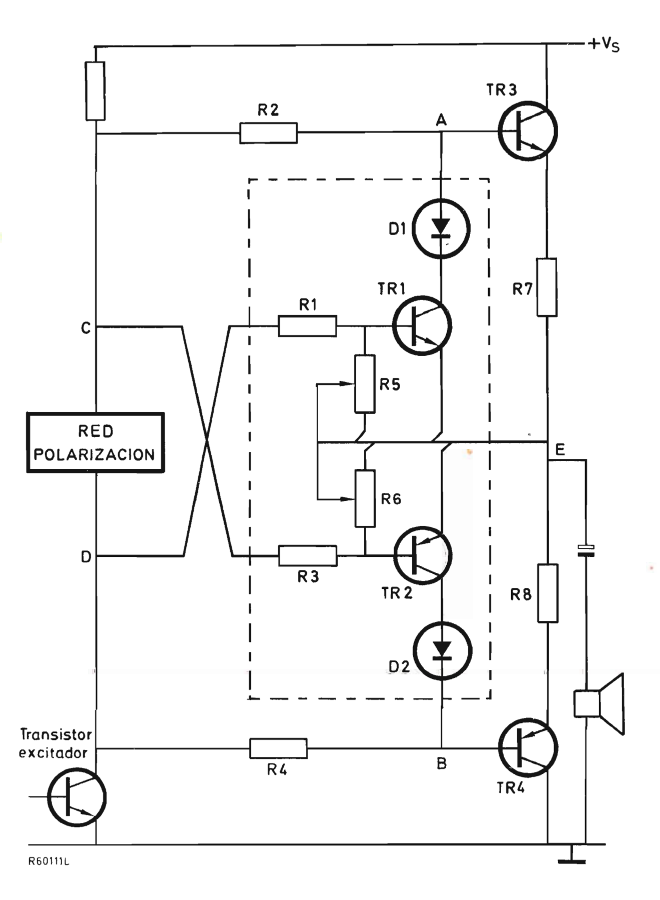


Figura 11. Red típica de protección contra cortocircuito (dentro de la línea a trazos) en una etapa de salida Darlington.

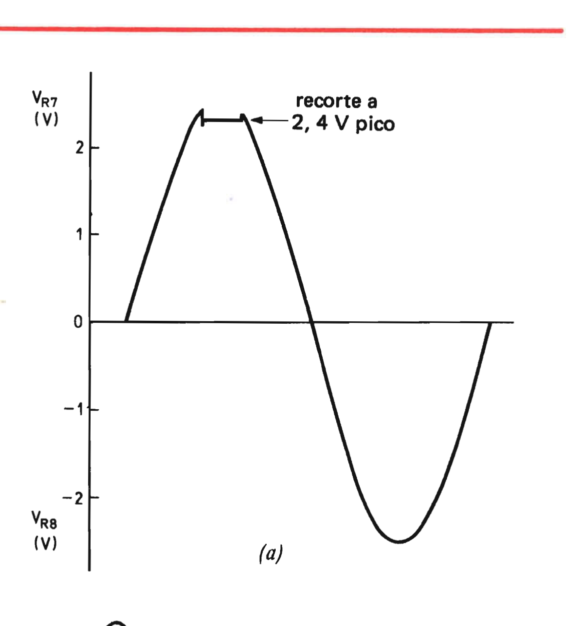
y por la V_{BE} de TR_3. El aumento de la corriente de salida a través de TR_3 hace que aumente la tensión entre E y C, hasta que eventualmente, el punto D se hace positivo con respecto al punto E. Un nuevo aumento, en un punto predeterminado, hará que la tensión en el punto D haga conducir al transistor TR_1 a través del divisor de potencial $R_1 R_5$ (el punto de paso a conducción se ajusta por medio de R_5). Si TR_1 conduce, la señal de excitación es desviada de la base de TR_3; cuanto más se excita el circuito, mayor es la conducción del transistor TR_1, tendiendo a bloquear TR_3. De este modo, la protección contra cortocircuito se efectúa reduciendo la corriente a través de TR_3 a un nivel preseleccionado. El transistor complementario de salida TR_4 está protegido de forma similar por el paso a conducción de TR_2. El diodo D_1 impide la circulación de la corriente inversa en la unión colector/base de TR_1 si el transistor TR_4 conduce; análogamente para D_2, TR_2 y TR_3.

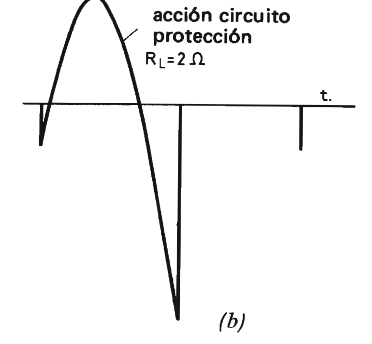
El ajuste de los circuitos de la figura 11 se efectúa de la siguiente forma. Se conectan las entradas de un osciloscopio de doble haz a través de los resistores de emisor R_7 y R_8. Se conecta un resistor de 2,2 Ω (amplificadores de 4 Ω) o un resistor de 3,9 Ω (amplificadores de 8 Ω) a través de la salida del amplificador; la disipación nominal del resistor, por supuesto, depende de la salida nominal del amplificador. Ajustar R_5 y R_6 en sus posiciones medias. A partir del conocimiento de la corriente de emisor del transistor de salida para la cual ha de comenzar la protección y el valor de los resistores de emisor, calcular la tensión de señal de pico a través de R_7 y R_8. Introducir una señal de 1000 Hz en la entrada del amplificador de suficiente amplitud para producir la tensión de pico calculada a través de R_7 y R_8. Ajustar ahora R_5 al comienzo del recorte de la tensión a través de R_7 (figura 12 a)). Ajustar después R_6 para dar una forma de onda a través de R_7 y R_8 similar a la representada en la figura 12 b).

La figura 13 muestra un circuito algo más complejo. En este circuito, TR_1/TR_2 y TR_3/TR_4 se conectan como tiristores para proteger a los transistores de salida TR_5 y TR_6. (Por supuesto, cada par "tiristor", puede ser sustituido por un simple tiristor, por ejemplo el BRY39.) Este circuito trabaja de la siguiente forma. Si la corriente en TR_5 alcanza cierto valor –determinado por el divisor de tensión $R_2 R_3$– el tiristor (par TR_1/TR_2 o un BRY39) se dispara, desviando así toda la corriente de base de TR_5. El tiristor vuelve a la posición de reposo automáticamente durante el siguiente semiciclo.

La inclusión de R_1 aumenta la protección proporcionada por el circuito para cubrir una excesiva tensión de la fuente de alimentación. Si V_s aumenta por encima de un valor determinado por R_1, los tiristores se dispararán.

En la configuración excitadora de la figura 13, el diodo D_3 previene la segunda ruptura del transistor de excitación. Si se utilizara un circuito excitador convencional, la salida cortocircuitada produciría una fuerte corriente





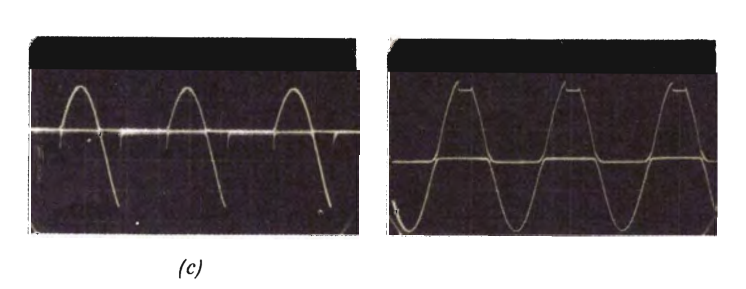


Figura 12. Ajuste de la red de protección contra cortocircuito de la figura 11. Los valores mostrados son los del amplificador de 25 W. En c) se muestran los oscilogramas de las dos condiciones a) y b).

a través del excitador y circularía una elevada corriente a través de los transistores TR_3 y TR_4. Como hay siempre una tensión de colector elevada en el excitador cuando la salida está cortocircuitada, habría peligro de segunda ruptura de este transistor si no fuera por la presencia de D_3.

6.2. Circuito limitador de corriente

La figura 14 muestra un circuito básico para protección de cortocircuito mediante limitación de corriente. En este caso, la corriente a través del transistor de salida TR_3 está gobernada detectando la tensión a través del resistor de emisor R_7. Esta tensión se aplica a la base de TR_1 por medio del divisor de potencial $R_2 R_3$. Si la corriente de salida sobrepasa cierto valor, TR_1 conduce y deriva toda nueva corriente de base de TR_3. Así, la corriente de salida está limitada a un valor predeterminado. Como con el circuito anterior, la protección contra una excesiva tensión de alimentación se obtiene a través de R_1, lo que produce el mismo efecto que una tensión excesiva a través de R_7 (protección SOAR).

7. FUENTES DE ALIMENTACION

Las fuentes de alimentación para amplificador de audio normalmente utilizan uno de dos tipos de circuito rectificador: un rectificador de onda completa (fig. 15a), o un rectificador en puente (fig. 15b). Los amplificadores de la clase de salida de potencia más elevada utilizan a menudo el circuito de la figura 15b) debido a que no se requiere toma intermedia en el secundario del transformador.

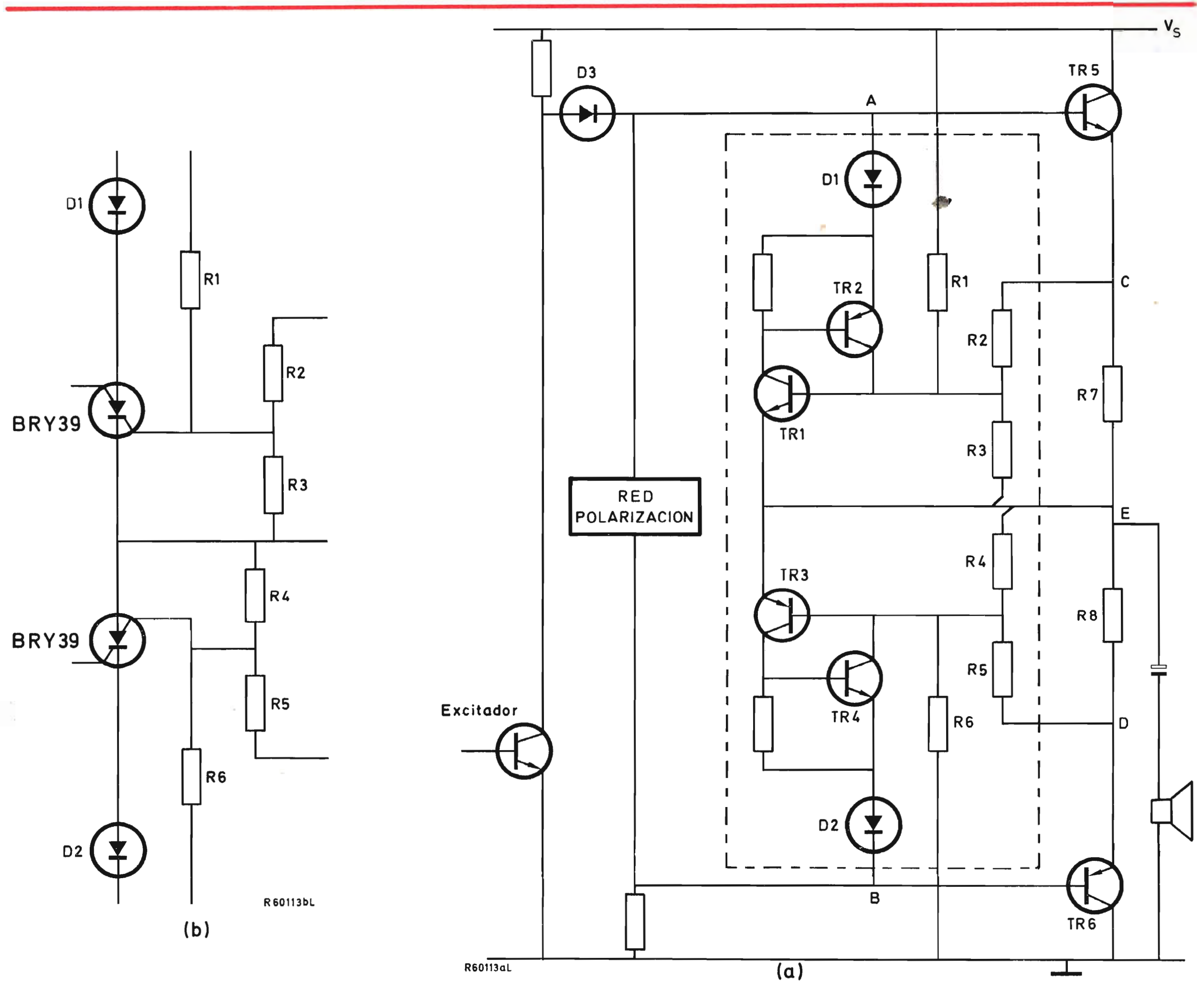


Figura 13. Otra forma de protección contra cortocircuito con a) transistores conectados en disposición de tiristor o b) tiristores BRY39. A veces se omite la protección contra excesiva tensión de alimentación (a través de R_1 y R_6).

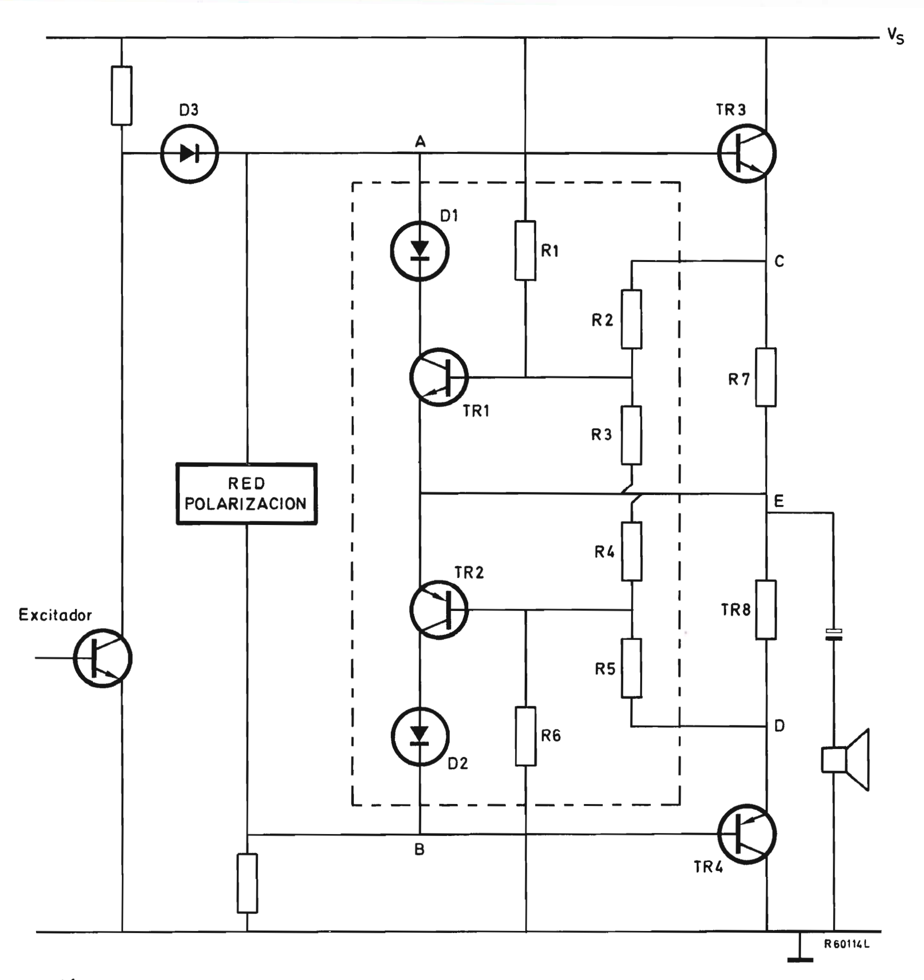


Figura 14. Protección contra cortocircuito por limitación de corriente. Como en la figura 13, a veces se omiten R_1 y R_6.

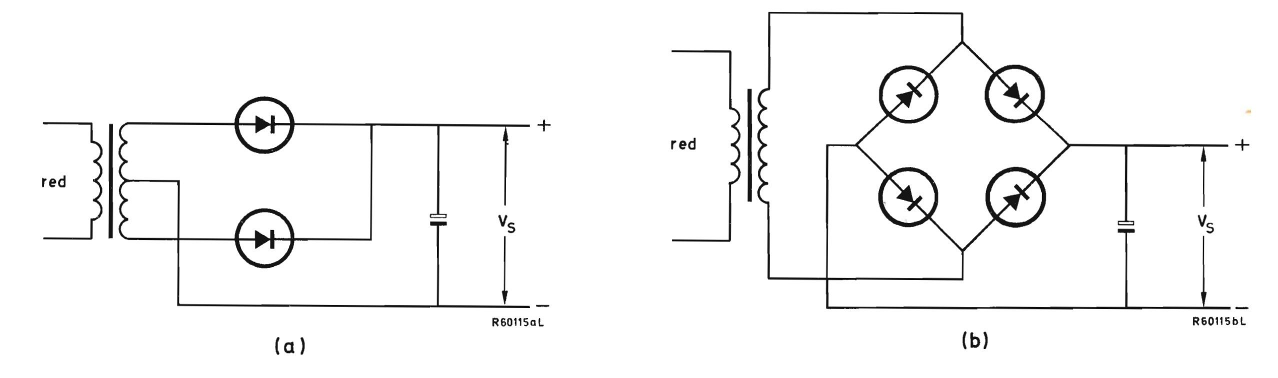


Figura 15. a) Circuito rectificador de onda completa (requiere un secundario con toma intermedia). b) Circuito rectificador en puente.

Los circuitos de la fuente de alimentación pueden subdividirse además en configuraciones simétricas y asimétricas, como se muestra en la figura 16 para el rectificador en puente (consideraciones similares se aplican al rectificador de onda completa). Ambas configuraciones tienen ventajas y desventajas, y corresponde a cada diseñador elegir la adecuada de acuerdo con sus necesidades.

Los seis primeros amplificadores descritos en este artículo se diseñan para fuentes de alimentación asimétricas. El séptimo está diseñado para ser utilizado con una fuente de alimentación simétrica y se incluye para mostrar las diferencias en el circuito amplificador cuando se utiliza esta clase de fuentes de alimentación. Los amplificadores se diseñan para fuentes de alimentación no estabilizadas que tienen una resistencia interna tal que la tensión de alimentación con carga total, para los amplificadores 1 a 6, es del 15% inferior a la tensión sin carga (V_S = 0,85 V_{So}) y, para el amplificador 7, del 25% (V_S = 0,75 V_{SO}).

Puesto que los transistores de salida para una determinada potencia de salida son los mismos cualquiera que sea el tipo de fuente de alimentación, los diseños del amplificador dados aquí pueden adaptarse fácilmente para una fuente de alimentación simétrica.

Ventajas de una fuente de alimentación simétrica

– No se requiere condensador electrolítico de salida en serie con el altavoz. Esto tiene dos ventajas adicionales: la primera es que se eliminan los transitorios de conmutación de los transistores de salida y del altavoz. Esto es importante en otro aspecto, es decir, la limitación de la excursión SOAR de los transistores de salida (especialmente importante en amplificadores de elevada potencia donde el condensador de salida –con una alimentación asimétrica– debe tener un elevado valor, por ejemplo el canal del Woofer en sistemas de realimentación cinética). La segunda ventaja es que la ausencia del condensador de salida da un ancho de

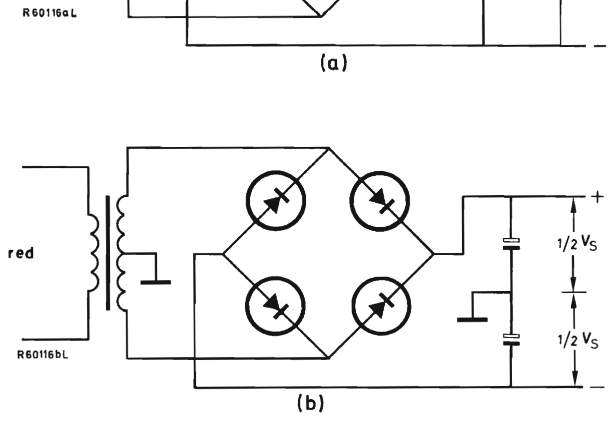
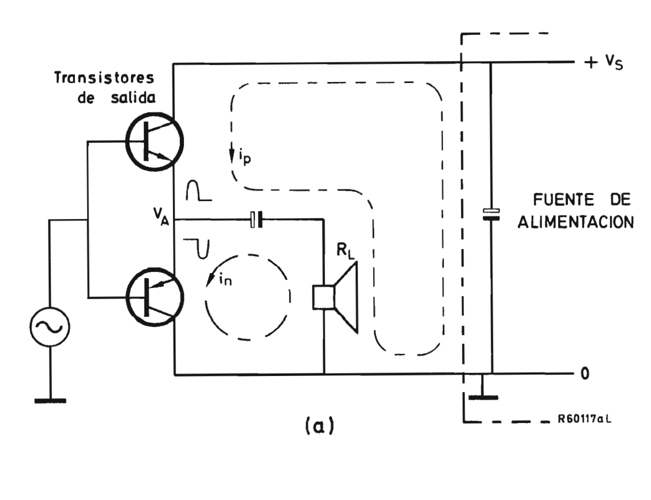


Figura 16. a) Fuente de alimentación asimétrica con rectificador en puente. b) Fuente de alimentación simétrica con rectificador en puente (requiere secundario con toma intermedia).



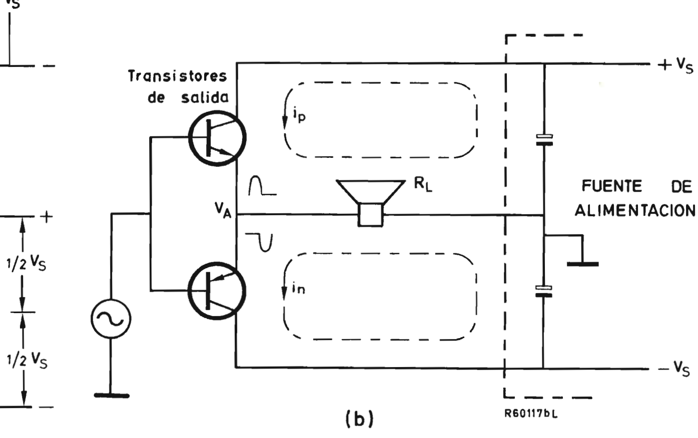


Figura 17. a) Amplificador con fuente de alimentación asimétrica. b) Amplificador con fuente de alimentación simétrica. Obsérvese la ausencia de condensador electrolítico en el circuito

banda muy bueno para bajas frecuencias. Aunque se requieren dos condensadores electrolíticos en la fuente de alimentación, hay todavía el ahorro de un condensador en un sistema estereo.
– El nivel de recorte debido a zumbido es simétrico.

Desventajas de una fuente de alimentación simétrica

– Requiere un secundario con toma intermedia.
– La tensión del punto medio V_A (fig. 17) debe ser próxima a cero, ya que de otro modo se presentaría prepolarización del altavoz. Una baja tensión de offset es especialmente importante en casos donde se alimenta un altavoz electrostático a partir de un transformador con resistencia de primario muy baja. Una buena solución, técnicamente, es utilizar una etapa amplificadora diferencial con un generador de corriente para la etapa de entrada del amplificador de potencia (amplificador 7, fig. 24).
– La sencilla protección contra cortocircuito requiere dos fusibles (en lugar del único requerido para una fuente de alimentación asimétrica).

8. CIRCUITOS PRACTICOS

Los circuitos descritos en este apartado cubren el amplio margen de potencia de salida de uso más corriente. Seis de los amplificadores están diseñados para ser utilizados con una fuente de alimentación asimétrica; el diseño es tal que cualquier amplificador puede montarse en una de las dos placas de circuito impreso.

El séptimo amplificador se da como ejemplo de diseño que utiliza una fuente de alimentación simétrica; por esta razón, su circuito difiere algo de los otros seis y se describe en otro apartado.

8.1. Amplificadores con una fuente de alimentación simétrica

Amplificador 1: 10 W, 4 Ω
Amplificador 2: 15 W, 8 Ω
Amplificador 3: 20 W, 8 Ω

Estos tres amplificadores tienen el mismo circuito (fig. 18) y se montan en la placa A. La figura 19 muestra

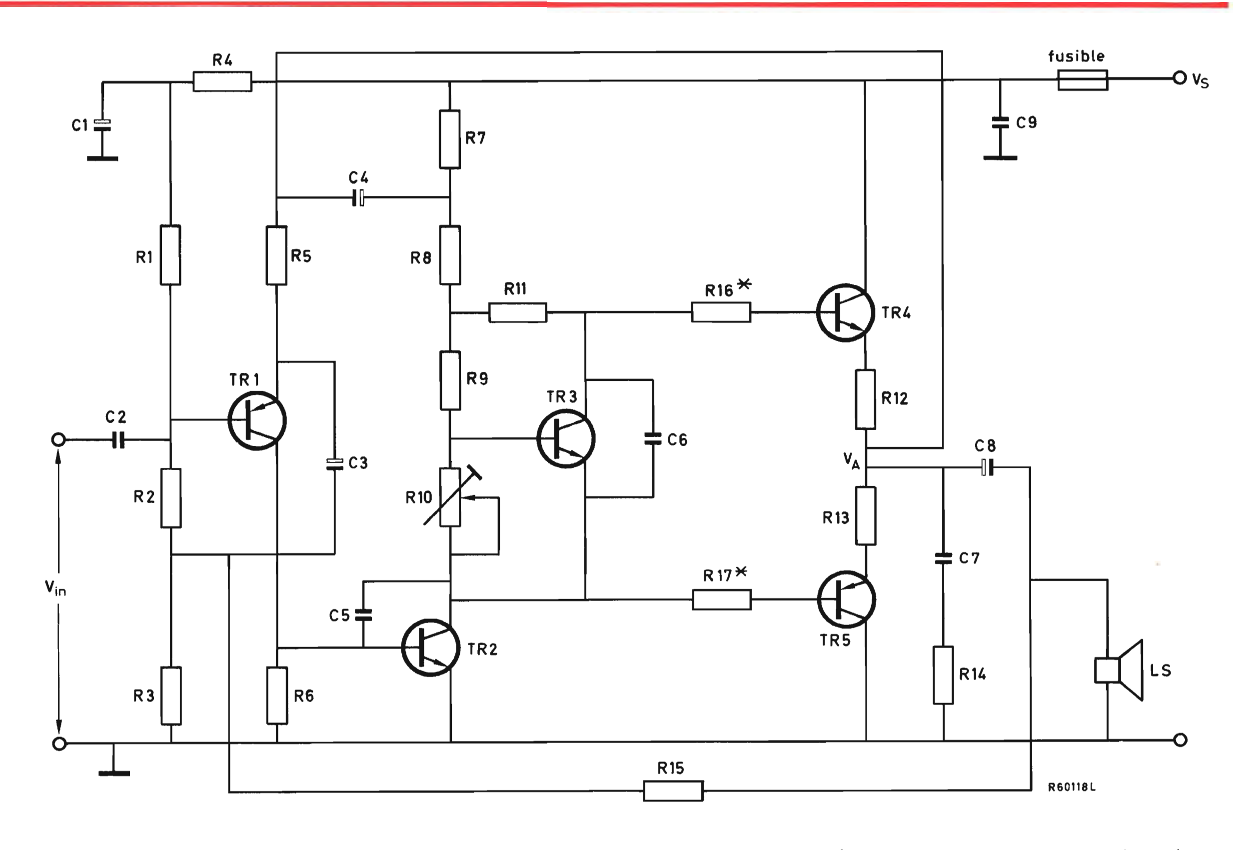
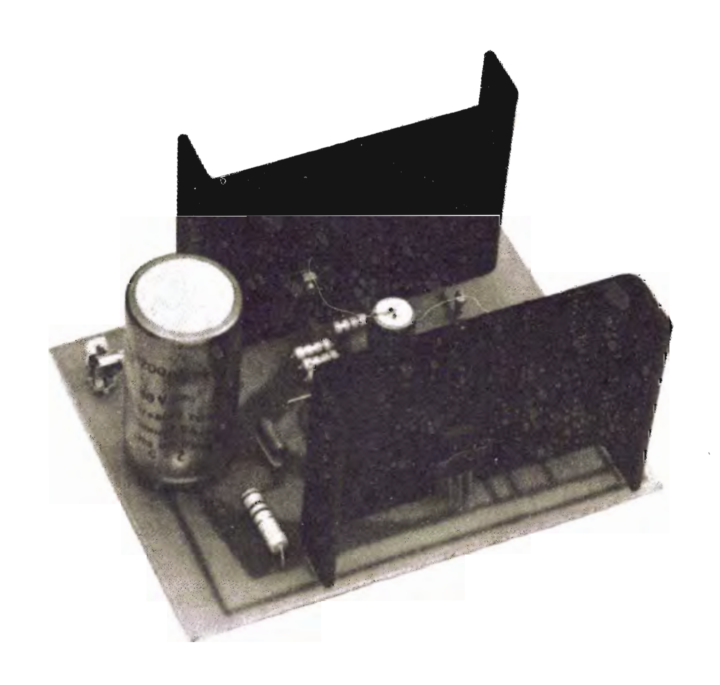


Figura 18. Esquema de circuito de los amplificadores 1, 2 y 3.

* No incluido en los amplificadores 1 y 2.



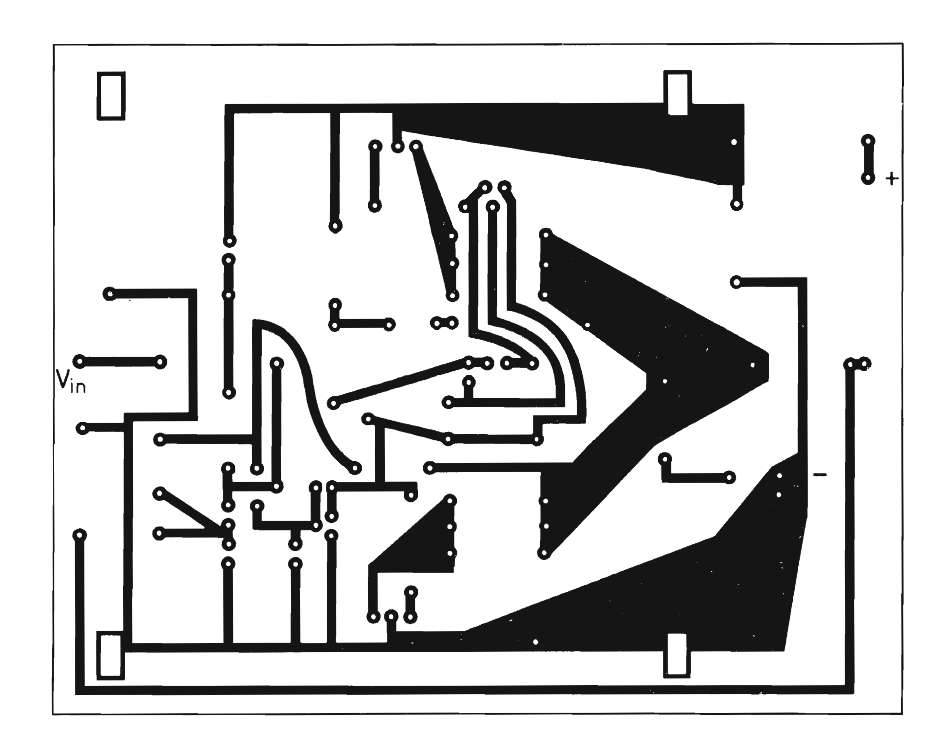
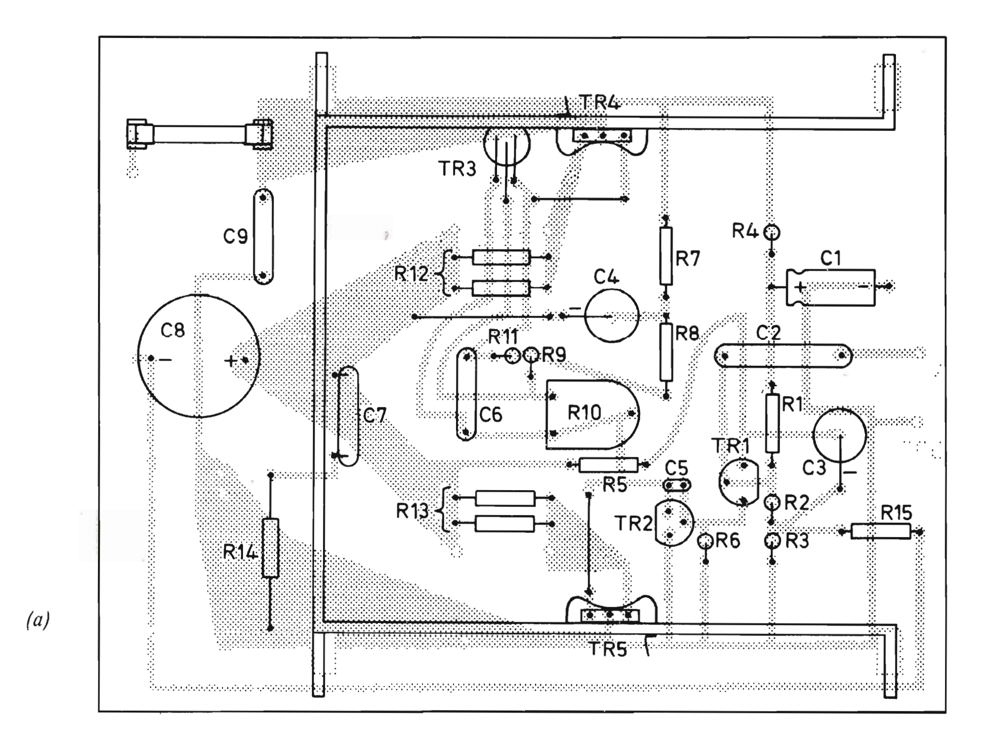
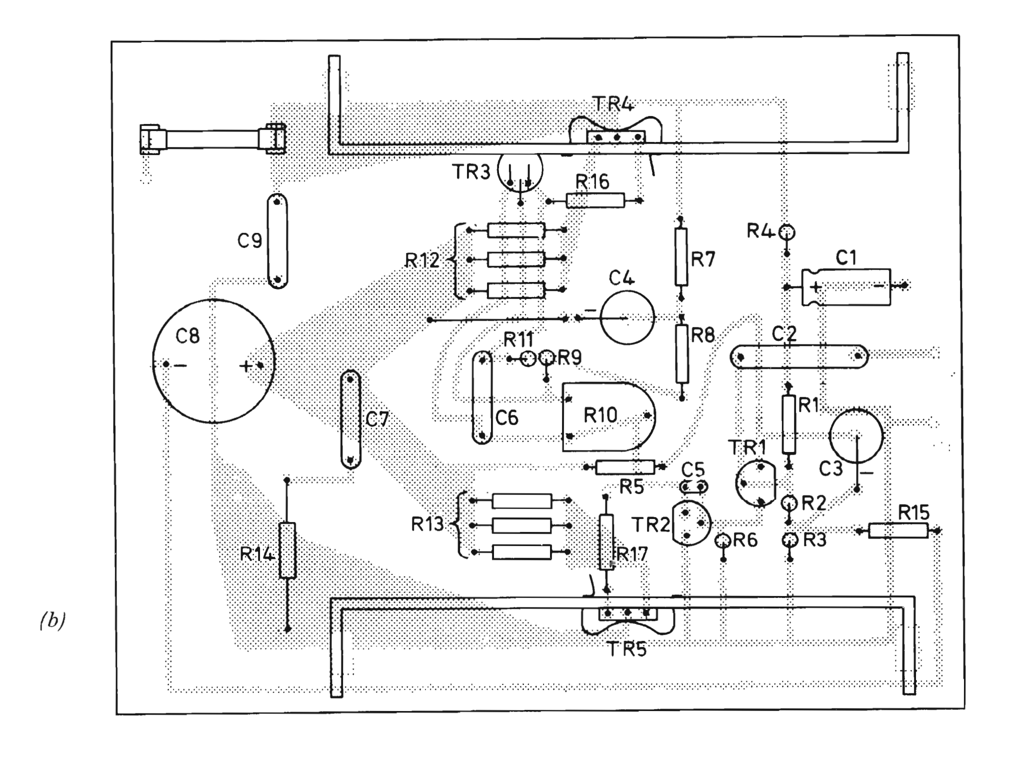


Figura 19. Placa de circuito impreso A (lado del cobre) para los amplificadores 1, 2 y 3. Amplificador 3. Obsérvese que TR_3 está montado en el radiador.



(a)



(b)

Figura 20. Placa de circuito impreso A (lado de componentes). a) Amplificadores 1 y 2. Radiador común para TR_3, TR_4 y TR_5. El condensador C_7 no debe estar en contacto con el radiador. b) Amplificador 3. Radiadores separados; TR_3 montado en el radiador de TR_4.

el lado del cobre de esta placa, y la figura 20 el lado de componentes.

Las especificaciones del rendimiento para los tres amplificadores se dan en la tabla 3, y los valores apropiados de los componentes para cada amplificador se dan en la tabla 4.

El circuito comprende una etapa de entrada TR_1, una etapa excitadora TR_2 en clase A, un estabilizador de corriente de reposo TR_3, y la etapa de salida complementaria TR_4, TR_5. El transistor TR_3 está montado en el radiador común a TR_4 TR_5 en los amplificadores 1 y 2; en el amplificador 3 se monta en el radiador de TR_4. En estos amplificadores se obtiene la protección contra cortocircuito insertando simplemente un fusible en la línea de la tensión de alimentación.

El radiador requerido para cada amplificador se calcula de acuerdo con los principios descritos: los resultados ($R_{th\ h\text{-}a}$ y área de un lado del radiador) se incluyen en la tabla 3.

Las etapas de entrada, es decir, el preamplificador y los transistores de excitación, son idénticos para los amplificadores 1 a 6. El tipo de transistor utilizado en la etapa preamplificadora permite la aplicación de un elevado nivel de realimentación por medio de los resistores R_3, R_5 y R_{15}. El transistor tiene una corriente de trabajo de 0,5 mA y esta etapa también funciona como estabilizadora de la tensión del punto medio. Para buena estabilización de c.c. de la tensión del punto medio V_A, el valor de R_5 no debe ser demasiado elevado. Por otro lado, para un factor de realimentación de c.c. elevado (a través de R_{15}), el valor de R_5 debe ser lo más elevado posible con respecto a R_{15} (ya que R_5 y R_{15} están efectivamente en paralelo). Los valores que hemos elegido para estos componentes proporcionan un factor de realimentación suficientemente elevado para permitir que la impedancia de entrada del amplificador se aproxime al valor de R_1 (véanse las tablas 3 y 5).

El condensador C_5 se conecta entre el colector y la base de la etapa excitadora TR_2 en clase A para eliminar cualquier tendencia a inestabilidad de alta frecuencia.

Las otras partes del circuito se han discutido en apartados anteriores.

Tabla 3. *Características de los amplificadores 1, 2 y 3.*

amplificador	1	2	3	unidades
P_O nom	10	15	20	W
carga R_L	4	8	8	Ω
$V_{S\,nom}$ para carga total	27	40	43	V
$I_{C\,nom}$ de transistores: TR_1	0,5	0,5	0,5	mA
TR_2	5,0	4,0	4,0	mA
corriente de reposo I_{CQo}, TR_4, TR_5	20	20	20	mA
corriente de alimentacion a $P_{O\,nom}$	715	625	710	mA
$P_{0\,máx}$ a $f = 1$ kHz; $d_{tot} = 1\%$	⩾13	⩾18	⩾24	W
sensibilidad de entrada para $P_{0\,nom}$	300	300	375	mV
impedancia de entrada	75	75	180	kΩ
impedancia de salida	0,2	0,15	0,08	Ω
distorsión de intermodulación para $P_{0\,nom}$ (DIN 45500)	⩽0,5	⩽0,5	⩽0,2	%
distorsión d_{tot} para $P_{0\,nom}$, $f = 1$ kHz	⩽0,1	⩽0,1	⩽0,1	%
radiador: $R_{th\ h\text{-}a}$	6,25*	4,6*	6,4**	°C/W
área (aluminio de 2 mm pintado, vertical)	65*	90*	60†	cm^2
respuesta en frecuencia a −1 dB, nivel de ref. $P_{0\,nom}$ −6 dB	⩽20 Hz a ⩾100 kHz			
ancho de banda†† a −3 dB ($d_{tot} = 1\%$)	⩽20 Hz a ⩾20 kHz			

*Radiador común para ambos transistores de salida: transistor NPN se monta con un aislante de mica. TR_3 está acoplado térmicamente con radiador común.
**Los transistores de salida tienen radiadores separados: TR_3 térmicamente acoplado con TR_4.
†Cada transistor de salida.
††Ancho de banda de potencia para baja frecuencia puede mejorarse utilizando mayor capacidad de salida (C_8), por ejemplo, 2200 μF para amplificadores 1 y 2.

Tabla 4. *Valores de los componentes para los amplificadores 1, 2 y 3.*

amplificador	1	2	3
R1	100 kΩ	100 kΩ	200 kΩ
R2	120 kΩ	120 kΩ	180 kΩ
R3	47 Ω	39 Ω	33 Ω
R4	56 kΩ	56 kΩ	27 kΩ
R5	2,2 kΩ	3,3 kΩ	3,9 kΩ
R6	1,2 kΩ	1,2 kΩ	1,2 kΩ
R7	1,2 kΩ	2,2 kΩ	2,4 kΩ
R8	1,2 kΩ	2,2 kΩ	2,4 kΩ
R9	3,3 kΩ	3,3 kΩ	3,3 kΩ
R10	2,2 kΩ	2,2 kΩ	2,2 kΩ
R11	56 Ω	56 Ω	51 Ω
R12	0,75 Ω*	1 Ω**	0,5 Ω***
R13	0,75 Ω*	1 Ω**	0,5 Ω***
R14	10 Ω	10 Ω	10 Ω
R15	1,8 kΩ	2,7 kΩ	1,5 kΩ
R16	puente	puente	270 Ω
R17	puente	puente	270 Ω
C1	4,7 μF, 63 V	4,7 μF, 63 V	4,7 μF, 63 V
C2	150 nF	150 nF	150 nF
C3	220 μF, 16 V	100 μF, 25 V	100 μF, 25 V
C4	100 μF, 25 V	100 μF, 25 V	100 μF, 25 V
C5	100 pF	100 pF	47 pF
C6	100 nF	100 nF	100 nF
C7	100 nF	100 nF	100 nF
C8	1500 μF, 16 V	1000 μF, 25 V	2200 μF, 40 V
C9	100 nF	100 nF	100 nF
TR1	BC558	BC558	BC558
TR2	BC547	BC547	BC546
TR3	BC548	BC548	BC548
TR4	BD263	BD263	BD331
TR5	BD262	BD262	BD332
Fuse	1 A	0,8 A	1 A

*2 X 1,5 Ω paralelo; **2 X 2 Ω paralelo; ***3 X 1,5 Ω paralelo

Amplificador 4: 25 W, 4 Ω
Amplificador 5: 50 W, 4 Ω
Amplificador 6: 100 W, 4 Ω

Estos se diferencian de los amplificadores 1 a 3 en que tienen protección electrónica contra cortocircuito (fig. 21). La provisión de los componentes adicionales se hace en la placa de circuito impreso B (figuras 22 y 23). Las especificaciones del rendimiento para los amplificadores 4 a 6 se dan en la tabla 5; los valores de los componentes en la tabla 6.

8.2. Amplificador con fuente de alimentación simétrica

Diseñado para ser utilizado con una fuente de alimentación simétrica, este amplificador (fig. 24) se diferencia de los otros en algunos aspectos importantes. Uno es el uso de una etapa de entrada diferencial, que es necesaria para obtener una baja corriente continua de offset en la carga. En este circuito, la entrada se aplica a la base de TR_1, y la realimentación negativa a la base de TR_2. La salida del preamplificador se toma del colector de TR_1 y alimenta a la base de la etapa excitadora TR_4 en clase A.

El estabilizador de corriente de reposo TR_3 funciona de la misma manera que en los amplificadores descritos anteriormente.

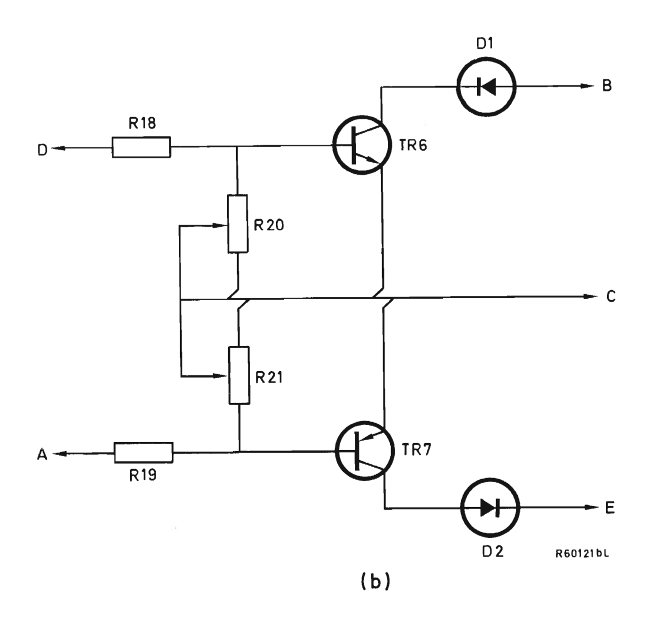
La protección contra cortocircuito está dada por TR_5 TR_6: el circuito funciona según el principio de limitación de corriente descrito y el control de las corrientes límite para TR_7 y TR_8 se efectúa ajustando R_{20} y R_{21}.

El resistor R_{10} limita la máxima corriente de colector

Tabla 5. *Características de los amplificadores 4, 5 y 6.*

amplificador	4	5	6	unidades
P_O nom	25	50	100	W
carga R_L	4	4	4	Ω
$V_{S\,nom}$ para carga total	40	60	80	V
$I_{C\,nom}$ de transistores: TR_1	0,5	0,5	0,5	mA
TR_2	5,0	4,0	4,0	mA
corriente de reposo I_{cqo} TR_4, TR_5	20	40	40	mA
corriente de alimentación para $P_{0\,nom}$	1,2	1,65	2,25	A
sensibilidad de entrada para $P_{0\,nom}$	400	400	500	mV
impedancia de entrada	150	150	150	kΩ
impedancia de salida	0,04	0,05	0,1	Ω
distorsión de intermodulación para $P_{0\,nom}$ (DIN 45500)	0,6	0,6	0,5	%
relación S/N no ponderada para salida de 50 mW	>75	>75	>70	dB
respuesta en frecuencia a −0,5 dB, nivel de ref. $P_{0\,nom}$−6 dB	15 Hz a 70 kHz	28 Hz a 65 kHz	36 Hz a 36 kHz	
ancho de banda a −3 dB (d_{tot} = 1%)	12 Hz a 60 kHz	12 Hz a 65 kHz	20 Hz a 20 kHz	
distorsión armónica d_{tot} (1 kHz; $P_{0\,nom}$)	0,1	0,35	0,3	%
radiador: $R_{th\,h\text{-}a}$	4,1	3,4	1,2	°C/W
para otros detalles ver la figura 7				

(a)



(b)

Figura 21. Esquema de circuito para los amplificadores 4, 5 y 6. a) Circuito principal. b) Circuito de protección contra cortocircuito.

Tabla 6. *Valores de los componentes para los amplificadores 4, 5 y 6.*

amplificador	4	5	6
R1	150 kΩ	150 kΩ	270 kΩ
R2	150 kΩ	220 kΩ	390 kΩ
R3	47 Ω	47 Ω	47 Ω
R4	47 kΩ	100 kΩ	220 kΩ
R5	3,3 kΩ	3,3 kΩ	3,3 kΩ
R6	1,2 kΩ	1,2 kΩ	1,2 kΩ
R7	1 kΩ	1 kΩ	1 kΩ
R8	1,2 kΩ	2,7 kΩ	2,2 kΩ
R9	1,5 kΩ	1,5 kΩ	1,5 kΩ
R10	1 kΩ	1 kΩ	1 kΩ
R11	680 Ω	680 Ω	680 Ω
R12	0,5 Ω, 2 W	1 Ω, 4 W	1 Ω, 6 W
R13	0,5 Ω, 2 W	1 Ω, 4 W	1 Ω, 6 W
R14	10 Ω, 0,5 W	10 Ω, 0,5 W	10 Ω, 0,5 W
R15	1,8 kΩ	2,7 kΩ	5,6 kΩ
R16	270 Ω	470 Ω, 0,5 W	270 Ω, 0,5 W
R17	270 Ω	470 Ω, 0,5 W	270 Ω, 0,5 W
R18	8,2 kΩ	10 kΩ	27 kΩ
R19	8,2 kΩ	10 kΩ	27 kΩ
R20	4,7 kΩ	4,7 kΩ	4,7 kΩ
R21	4,7 kΩ	4,7 kΩ	4,7 kΩ

amplificador	4	5	6
C1	4,7 μF, 63 V	4,7 μF, 63 V	4,7 μF, 63 V
C2	680 nF	680 nF	680 nF
C3	220 μF, 25 V	160 μF, 63 V	160 μF, 63 V
C4	220 μF, 25 V	220 μF, 25 V	220 μF, 63 V
C5	100 pF	100 pF	100 pF
C6	330 pF	330 pF	330 pF
C7	100 nF	100 nF	100 nF
C8	2200 μF, 25 V	2200 μF, 40 V	2200 μF, 63 V
C9	330 pF	330 pF	330 pF
C10	330 pF	330 pF	330 pF
TR1	BC558	BC557	BC557
TR2	BC547	BC637	BC639
TR3	BC548	BC548	BC548
TR4	BD267	BDX65A	BDX67B
TR5	BD266	BDX64A	BDX66B
TR6	BC548	BC548	BC548
TR7	BC558	BC558	BC558
D1	–	BA222	BA222
D2	–	BA222	BA222

de TR_4 si la salida está cortocircuitada (de otra forma el colector se mantendría aproximadamente a la mitad de la tensión de alimentación). Esto también reduce la corriente a través de TR_6 en estas condiciones.

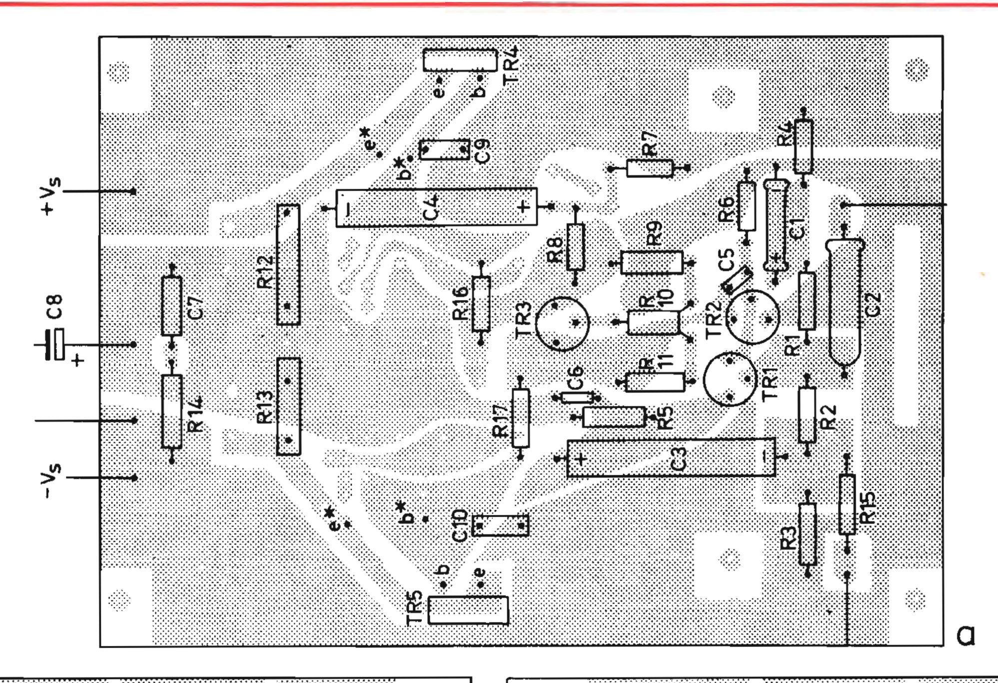
Los componentes de desacoplo de la alimentación que se muestran en la figura 24 pueden omitirse si el amplificador se coloca muy cerca de los condensadores de la alimentación. Los condensadores C_{10} y C_{11} proporcionan una vía de baja impedancia para alta frecuencia. Los componentes C_8 R_{16} y C_9 R_{15} no son estrictamente necesarios en el circuito, pero mejoran el rendimiento en alta frecuencia amortiguando los circuitos resonantes formados por las inductancias de alimentación con C_{10} y C_{11}. Sin C_8 R_{16} y C_9 R_{15}, los transitorios producidos

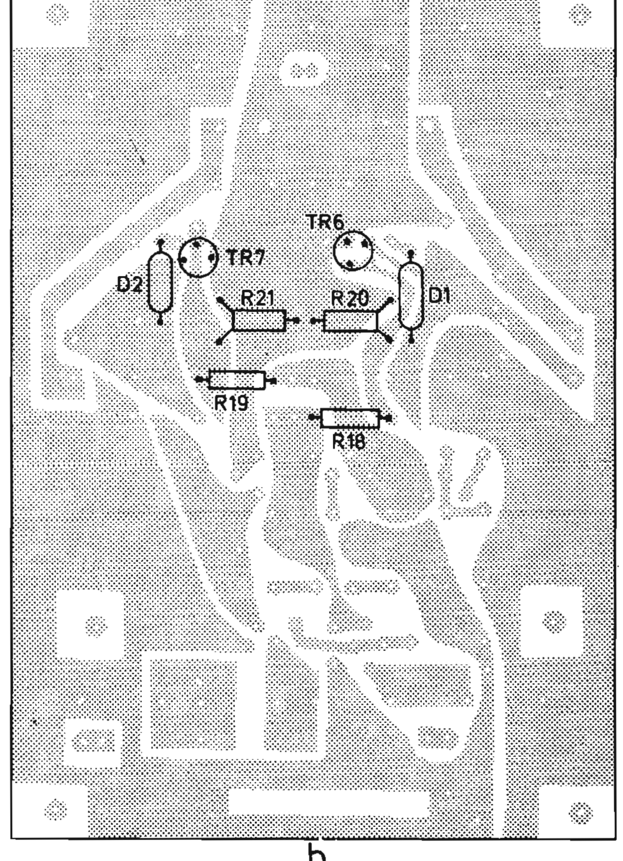
Tabla 7. *Características del amplificador 7.*

tensión de alimentación nominal para carga total (simétrica)	± 26 V
corriente de alimentación para $P_{0\,nom}$	0,8 A
sensibilidad de entrada para $P_{0\,nom}$	430 mV
impedancia de entrada	350 kΩ
impedancia de salida	0,2 Ω
distorsión de intermodulación (DIN 45500)	<0,3 %
distorsión armónica d_{tot} hasta $P_{0\,nom}$ a 12,5 kHz	<0,1 %
ruido: ruido equivalente en la salida (fuente de 1 kΩ)	≤0,1 mV
ruido: ancho de banda = 0 – 20 kHz en la salida (fuente de ∞)	≤1,6 mV



Figura 22. Placa de circuito impreso B (lado del cobre) para los amplificadores 4, 5 y 6.





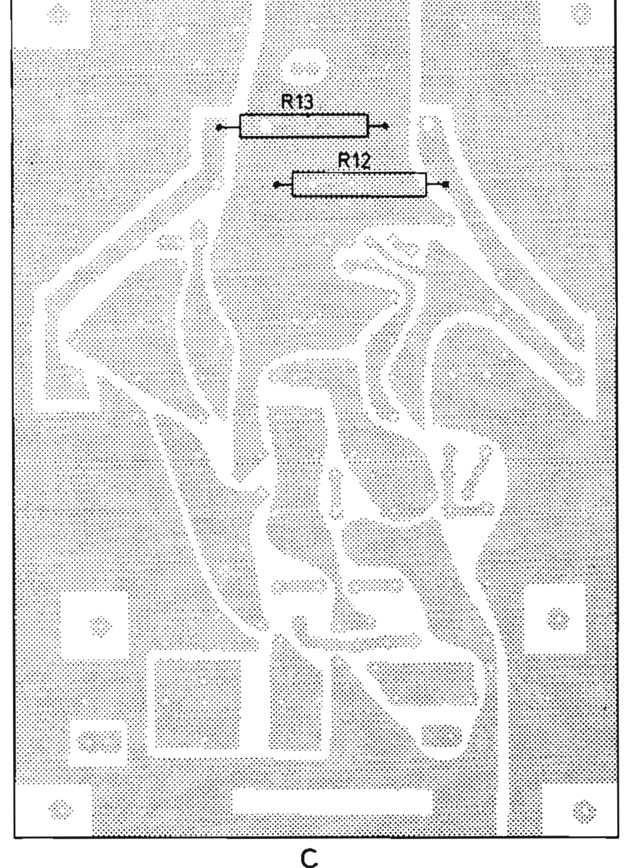


Figura 23. Placa de circuito impreso B (lado de componentes) para los amplificadores 4, 5 y 6. a) Todos los componentes excepto el circuito de protección contra cortocircuito, que, por razones de claridad, se muestra separado en la figura. b) Los diodos D_1 y D_2 se utilizan sólo en los amplificadores 5 y 6. Las conexiones *a* y *b* marcadas para TR_4 y TR_5 son con una cápsula TO-3: para cápsula TO-220, debe cortarse el terminal de colector externo. c) Lugar especial para R_{12} y R_{13} en el amplificador 6 de 100 W.

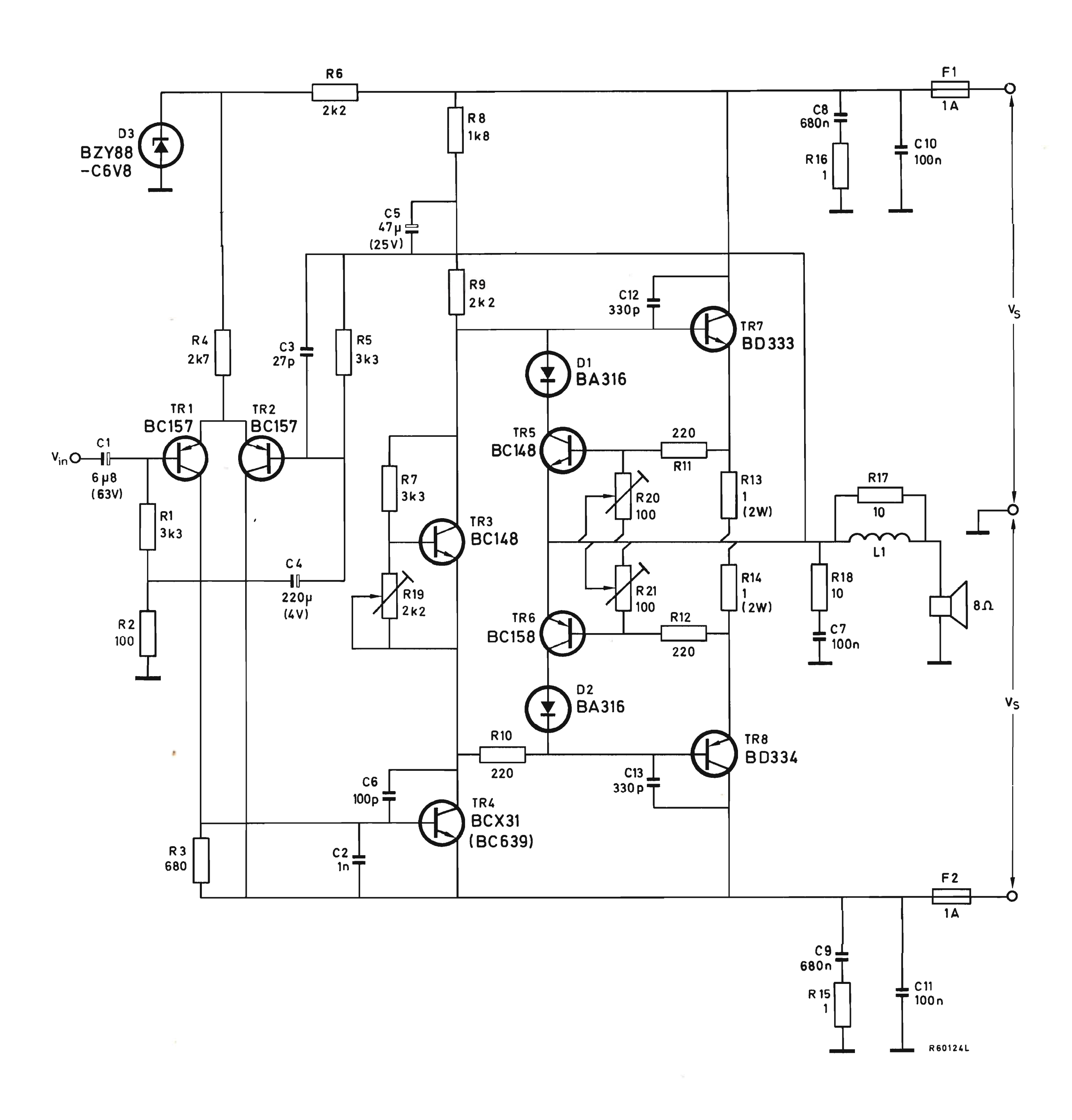


Figura 24. Circuito del amplificador 7. Los resistores son del tipo CR25 a no ser que se indique otra cosa. Los transistores TR_1 a TR_6 pueden sustituirse por tipos con cápsula de TO-92 (BC548, BC557, BC558, BC639). El inductor L_1 consta de 17 espiras de hilo de 0,56 o 0,63 mm arrollado en el núcleo roscado 4312 020 32060: inductancia ≈ 4 μH. Los condensadores C_{12} y C_{13} están conectados directamente a TR_7 y TR_8.

por la corriente de alimentación en clase B en la región de cruce dan lugar a la "oscilación parásita" de la alimentación y esta oscilación transitoria se acopla a la salida mediante impedancias parásitas de alta frecuencia, lo cual tiende a empeorar la distorsión cruzada.

Las especificaciones del rendimiento para este amplificador están dadas en la tabla 7. Los valores de los componentes se dan en el esquema del circuito (fig. 24).

Las figuras 25 y 26 muestran el lado del cobre y el de componentes de la placa de circuito impreso.

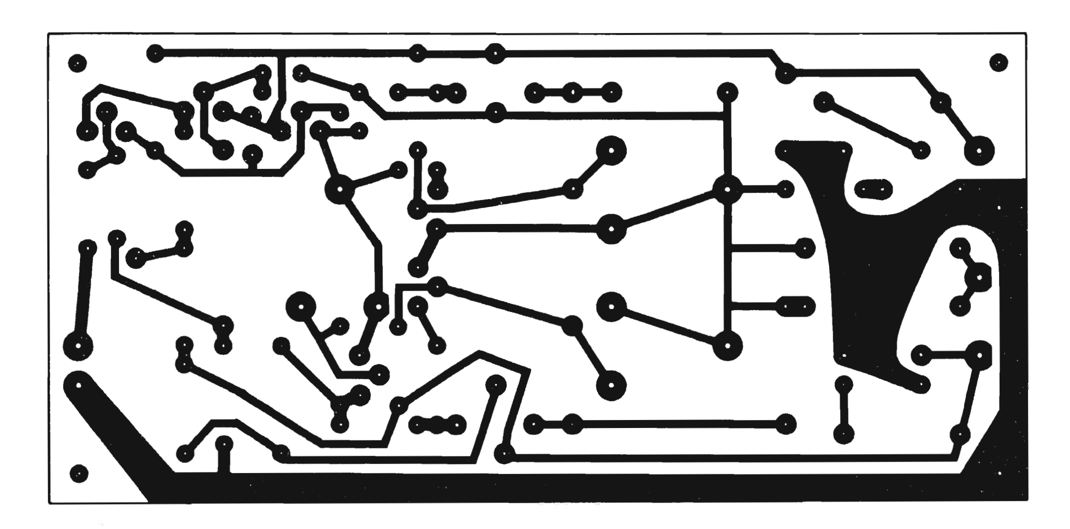


Figura 25. Placa de circuito impreso para el amplificador 7 (lado del cobre).

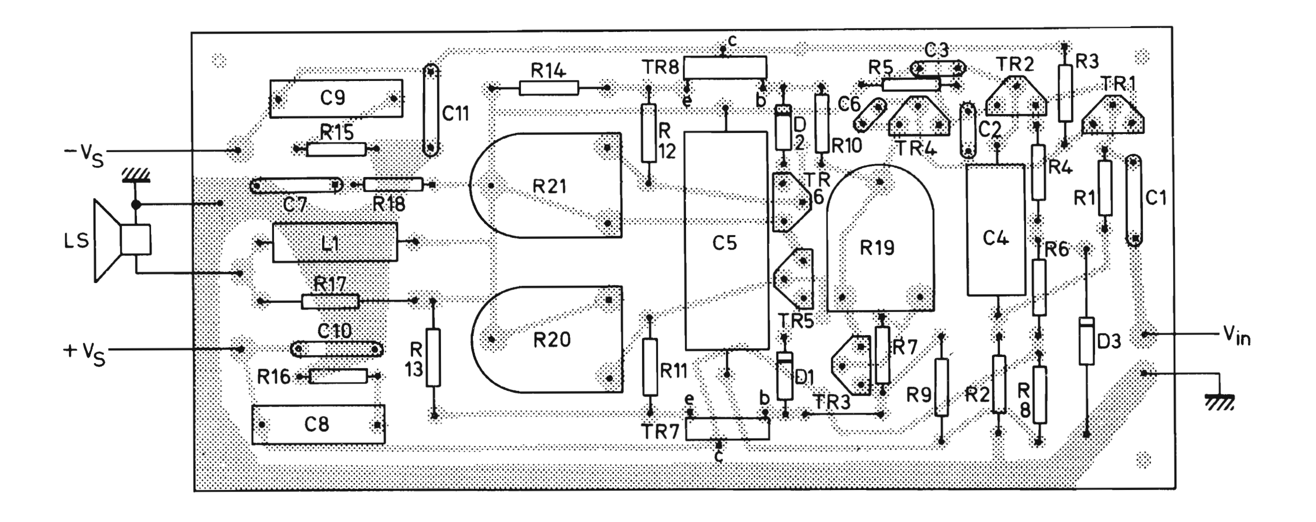


Figura 26. Placa de circuito impreso para el amplificador 7 (lado de componentes). Si se utilizan transistores TO-92 (véase la figura 24) pueden necesitarse algunos cambios en la red de cobre.

APENDICE 1

Cálculos para los amplificadores 1 a 6

Las referencias del circuito que se utilizan en las ecuaciones que se dan a continuación se obtienen de la figura 3.

Máxima corriente de pico en la carga:

$$I_{LM} = \sqrt{\frac{2P_{o\,nom}}{R_L}}.$$

Máxima tensión de pico a través de la carga:

$$V_{LM} = \sqrt{2P_{o\,nom} R_L}.$$

Tensión de alimentación en carga total ($R_{12} = R_{13}$)

$$V_S = 2V_{LM} + 2R_{12}I_{LM} + V_{CE}\,\text{sat}(TR_4) + V_{BE}\,\text{máx}(TR_5) + I_B\,\text{máx}(TR_5)\,R_{17} + V_{CE}\,\text{sat}(TR_2).$$

Tensión en punto medio V_A para carga total:

$$V_A = V_{LM} + R_{13}I_{LM} + V_{BE}\,\text{máx}(TR_5) + R_{17}\,I_B\,\text{máx}\,(TR_5) + V_{CE}\,\text{sat}(TR_2).$$

Tensión de alimentación sin carga:

$$V_{So} = V_S/0{,}85.$$

La tensión de alimentación para excursión $2/\pi$ es:

$$V_S\,2/\pi = 0{,}9V_{So}.$$

La máxima disipación en el peor caso en TR_5 (V_S + + 10% y 0,8 R_L es:

$$P_{tot(TR5)} = \frac{(1{,}1V_A\,2/\pi)^2}{\pi^2(0{,}8R_L + R_E)}.$$

La disipación en TR_4 es algo menor pero, para el propósito de estos cálculos, se considera igual a la de TR_5.

El valor de los resistores de emisor R_E (R_{12} R_{13}) están dados por:

$$R_E \geqslant \frac{|\Delta V_{BE}| - MV_T \ln\dfrac{I_{CQ}\,\text{máx}}{I_{CQo}} - \dfrac{R_B}{h'_{FE}}\,(I_{CQ}\,\text{máx} - I_{CQo} - I_{CEO}\,\text{máx})}{I_{CQ}\,\text{máx} - I_{CQo} - \dfrac{I_{CEO}\,\text{máx}}{h'_{FE}}}$$

en la que:

$$|\Delta V_{BE}| = \frac{dV_{BE}}{dT}(T_j\,\text{máx} - T_{amb}\,\text{máx}),$$

donde $T_{j\,máx}$ es la máxima temperatura de unión permitida y $T_{amb\,máx}$ es la máxima temperatura ambiente de diseño;

$$M \approx 1{,}7;$$

$$V_T = \frac{kT}{q} \approx 26\text{ mV};$$

$$I_{CQ}\,\text{máx} = \frac{0{,}9 \times 1{,}1}{0{,}85\,\pi^2} \times \frac{V_A}{R_L + R_E}$$

I_{CQo} es la corriente de reposo a 25°C.
$R_B = 1/2\ R'_B$ donde R'_B es la resistencia entre las bases de los transistores de salida;
$h'_{FE} = h_{FE}$ de los transistores Darlington para $I_{CQ\,máx}$ y $T_{j\,máx}$.

La deducción total de la fórmula para R_E se da en apéndice 3.

Cálculo de los resistores R_7 y R_8:

$$R_8 = \frac{h''_{FE}R_m - R_7}{2} \pm \sqrt{\left\{\left(\frac{h''_{FE}R_m - R_7}{2}\right)^2 - h''_{FE}R_{em}(R_{12} - R_m)\right\}},$$

en el que:
$R_m = R_7$ en paralelo con R_L, el valor de R_7 se elige $\geqslant 10\,R_L$;

$$R_{em} = R_{12} + \frac{\Delta V_{BE}\,\text{máx}(TR_4)}{I_E\,\text{máx}(TR_4)},$$

donde $I_{E\,máx\,(TR4)} \approx I_{LM}$ ya que $R_7 \gg R_L$, y $\Delta V_{BE\,máx\,(TR4)} = V_{BE\,máx\,(TR4)}$ para $I_{E\,máx}$ − − $V_{BE\,máx\,(TR4)}$ en I_{CQo}; $h'_{FE} = h_{FE}$ mínimo para TR_4 en $I_{E\,máx}$.

El valor mínimo de I_C ($I_{C\,mín}$) para TR_2 es:

$$I_C\,\text{mín}(TR_2) = I_B\,\text{máx}(TR_4) + I\text{máx}(R_8),$$

en la que:

$$I_{B\,\text{máx}(TR_4)} = \frac{I_{E\,\text{máx}(TR_4)}}{h''_{FE} + 1};$$

$$I_{\text{máx}(R_8)} = \frac{1}{R_8}\{I_{B\,\text{máx}(TR_4)}\,R_{16} +$$

$$+ V_{BE\,\text{máx}(TR_4)} + I_{E\,\text{máx}(TR_4)}\,R_{12}\},$$

El valor de I_C para TR_2 se elige de modo que

$$I_{C(TR_2)} \approx 1{,}1 I_{C\,\text{mín}(TR_2)}.$$

$$I_{B\,\text{máx}(TR_2)} = \frac{I_{C(TR_2)}}{h_{FE\,\text{mín}(TR_2)}}.$$

Normalmente $I_{C(TR1)}$ elegido es de 0,5 mA de modo que:

$$R_6 = \frac{V_{BE(TR_2)}}{I_{C(TR_1)}} = \frac{V_{BE(TR_2)}}{0{,}5 \times 10^{-3}}.$$

La tensión a través de R_5 se elige igual a un 4% de V_{SO} de modo que:

$$R_5 = 0{,}04\,\frac{V_{So}}{I_{C(TR_1)}}.$$

$$I_{B\,\text{máx}(TR_1)} = \frac{I_{C(TR_1)}}{h_{FE\,\text{mín}(TR_1)}}.$$

$$I_{\text{bleeder}} \geqslant 10 I_{B\,\text{máx}(TR_1)}\,.$$

$$V_{\text{base}(TR_1)} = V_A - I_{C(TR_1)}\,R_5 - V_{BE(TR_1)}\,.$$

$$R_2 = \frac{V_{\text{base}(TR_1)}}{I_{\text{bleeder}}}.$$

$$R_1 + R_4 = \frac{V_s - V_{\text{base}(TR_1)}}{I_{\text{bleeder}} + I_{B(TR_1)}}.$$

La impedancia de entrada del amplificador está determinada principalmente por R_1, cuyo valor se elige entre 50 kΩ y 200 kΩ. El resistor R_4 junto con C_1 fija el grado de desacoplo del preamplificador.

$$R_3 = \frac{R_v\,(A - B)}{(AB - A + B)},$$

en el cual:

$$R_v = R_5 R_{15}/(R_5 + R_{15});$$

$$A = \frac{a y_{fe(TR_1)}\,h_{FE\,\text{mín}(TR_2)}\,h_{FE\,\text{mín}(TR_4)}\,R_L}{1 + ab y_{fe(TR_1)}\,h_{FE\,\text{mín}(TR_2)}\,h_{FE\,\text{mín}(TR_4)}\,R_L}$$

(la mínima ganancia de lazo abierto), donde:

$$a = R_6\,R_8/[\{R_6 + h_{ie(TR_2)}\}\{R_8 + R_{i(TR_4)}\}],$$

$$b = R_3/(R_v + R_3),$$

y

$$R_{i(TR_4)} = \{1 + h_{FE\,\text{mín}(TR_4)}\}\{r_{o(TR_4)} + R_E\};$$

$$r_o = V_T/I_{E(TR_4)}$$

$$B = \frac{V_o}{V_i}\ \text{(ganancia de lazo cerrado necesaria)}$$

Red de estabilización de la corriente de reposo

La figura A1 muestra la red de estabilización de la figura 3. La tensión de estabilización V_{CE} está dada por:

$$V_{CE} = IR_{10} + (I + I_B)R_9,$$

y

$$V_{BE} = IR_{10}.$$

Suponiendo que $I_B \ll I$, la relación V_{CE}/V_{BE} es por tanto:

$$\frac{V_{CE}}{V_{BE}} = \frac{R_{10} + R_9}{R_{10}} = \frac{R_{CE}}{R_{BE}},$$

lo que muestra que una variación de V_{BE} produce una variación de V_{CE} que depende de la relación R_{CE}/R_{BE}, de modo que:

$$\Delta V_{CE} = \Delta V_{BE}\,(R_{CE}/R_{BE}).$$

Entonces, la dependencia de la temperatura de V_{CE} está dada por:

$$\frac{dV_{CE}}{dT} = \frac{dV_{BE}}{dT}\,(R_{CE}/R_{BE}).$$

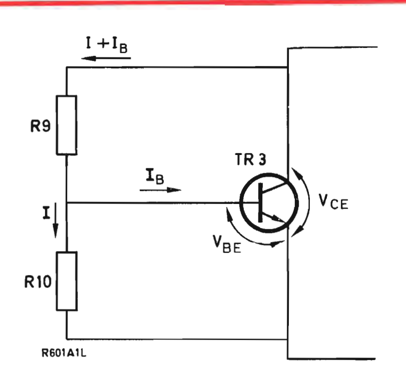


Figura A1. Red de estabilización.

Esta dependencia de la temperatura de V_{CE} de TR_3 debe ser lo más igual posible a la suma de la dependencia de la temperatura de V_{BE} de TR_4 y TR_5 (fig. 6), la cual hay que compensar. La dependencia de la temperatura de V_{BE} de TR_3 es de unos 2 mV/°C para los amplificadores 1 a 7 y así, suponiendo que la relación R_{CE}/R_{BE} es igual a cuatro aproximadamente, la compensación del coeficiente de temperatura es de unos 8 mV/°C, que es aproximadamente el valor real para los dos dispositivos de salida.

La corriente de reposo puede hacerse independiente de la tensión de alimentación insertando un resistor en el colector del transistor de estabilización (R_{11} en la figura 3). El valor de R_{11} está dado aproximadamente por:

$$R_{11} = \frac{R_9 + R_{10}}{R_{10}} \times \frac{h_{ie}}{h_{fe}},$$

$$= \frac{h_{ie}}{h_{fe}} \left(1 + \frac{R_9}{R_{10}}\right),$$

$$= r_o \left(1 + \frac{R_9}{R_{10}}\right),$$

donde: $r_o = V_T/I_{E(TR3)}$.

APENDICE 2

Cálculos para el amplificador 7

La máxima corriente de pico en la carga es:

$$I_{LM} = \sqrt{\frac{2P_{o\,nom}}{R_L}} = \sqrt{\frac{2 \times 25}{8}} = 2{,}5 \text{ A}$$

$$V_{LM} = \sqrt{(2P_{o\,nom} R_L)} = 20 \text{ V}.$$

Cálculo de la tensión de alimentación V_{CC}

Las pérdidas en la onda negativa son las mayores y, por tanto éstas definirán la tensión V_{CC}.

Las pérdidas negativas son:

$$V_{loss}(\text{neg}) = I_{LM} R_{14} + V_{BE}\,\text{máx}(TR_8) +$$

$$+ R_{10} I_B\,\text{máx}(TR_8) + V_{CE}\,\text{sat}(TR_4),$$

$$= (2{,}5 \times 1) + 2{,}5 + (3{,}3 \times 10^{-3} \times 220) + 0{,}2,$$

$$\approx 6 \text{ V}.$$

$$V_{CC}/2 = V_{loss}(\text{neg}) + V_{LM} \approx 26 \text{ V}.$$

Por tanto $V_{CC\,nom}$ = ±26 V (tensión de alimentación de carga total).

Si la regulación de la alimentación en el peor caso se toma igual a un 25% –la regulación se define como (tensión sin carga menos tensión con carga total) dividida por la tensión sin carga– y la tolerancia de la red es de +10%, entonces la máxima tensión de alimentación sin carga es:

$$V_{CCo}\,\text{máx} = V_{CC}\,\text{nom} \times 1{,}33 \times 1{,}1,$$

$$\approx \pm 38 \text{ V}.$$

Etapa excitadora

La etapa excitadora debe ser capaz de proporcionar una corriente de base a TR_7 igual a:

$$\frac{I_{LM}}{h_{FE}\,\text{mín}(TR_7)} = \frac{2{,}5}{750} = 3{,}3 \text{ mA}.$$

Con los resistores de colector R_8 y R_9 que tienen los valores 1,8 kΩ y 2,2 kΩ respectivamente, en condiciones de reposo la tensión a través de C_5 es:

$$V_{C5} = \left\{\frac{V_{CC}}{2} - V_{BE(TR7)}\right\} \frac{R_9}{R_8 + R_9} + V_{BE(TR7)}.$$

Tomando $V_{CC\,nom}$ como ±26 V:

$$V_{C5} = (26 - 1{,}2)\frac{2{,}2}{1{,}8 + 2{,}2} + 1{,}2,$$

$$= 14{,}84 \text{ V}.$$

En una excursión positiva total, la tensión a través de R_9 es:

$$V_{R9} = V_{C5} - I_{LM} R_{13} - V_{BE\,\text{máx}(TR7)},$$
$$= 14{,}84 - 2{,}5 - 2{,}5\,,$$
$$= 9{,}84\ \text{V}\,.$$

Por tanto, la corriente de excitación disponible es:

$$I_{B(TR7)} = \frac{9{,}84}{2{,}2 \times 10^3} \approx 4{,}5\ \text{mA}\,.$$

Esta es adecuada y permite un pequeño margen para excitar con impedancia de carga reducida.

La máxima disipación de excitación es:

$$P_{CD\,\text{máx}} = \frac{V_{CCo}^2}{4(R_8 + R_9)} = \frac{76^2}{4 \times 4 \times 10^3} = 360\ \text{mW}.$$

La resistencia térmica del BCX31 es de 170°C/W en aire libre, por tanto:

$$T_j = (170 \times 0{,}36) + 50 = 111{,}2\ °\text{C}\,.$$

Si se utiliza el BC639 ($R_{th\ j\text{-}a}$ = 156°C/W), T_j será incluso menor y así, ya que $T_{j\ máx}$ para ambos tipos es 150°C, el excitador no necesita radiador.

Etapa de entrada

La etapa de entrada debe diseñarse para dar un bajo offset de c.c. que evite la excesiva corriente continua a través del altavoz.

Este offset puede estar producido por:

– desajuste de V_{BE} de TR_1 y TR_2;
– desequilibrio del par de cola larga y diferencia de corriente resultante a través de R_1 y R_5;
– diferente valor de h_{FE} de TR_1 y TR_2.

La posible dispersión de V_{BE} puede ser de 150 mV a 2 mA; sin embargo, esta es una dispersión a largo término y la adaptación de los dispositivos suministrados en un momento dado es casi seguro que será mucho mejor.

La mayor contribución al desequilibrio del par de cola larga es debida a la dispersión de I_B de TR_4, y a la variación de V_{CC} con la carga.

No es correcto utilizar $V_{CC\ nom}$ en los cálculos de equilibrio pues, en la práctica, el amplificador consume toda la corriente durante suficiente tiempo para hacer que la alimentación sea igual a $V_{CC\ nom}$.

Como mejor compromiso, tomamos la tensión de alimentación normal sin carga menos el 10% ($V_{CC\ x}$):

$$V_{CC\,x} = V_{CC\,\text{nom}} \times 1{,}33 \times 0{,}9,$$
$$\approx \pm 31\ \text{V}.$$

A esta tensión, la corriente de excitación de colector es:

$$\frac{30}{4 \times 10^3} = 7{,}5\ \text{mA}.$$

Esto da una dispersión de la corriente de excitación de base de 50 μA a 250 μA, con un valor típico de 100 μA. Así, la máxima desviación del valor nominal se presenta con un excitador h_{FE} mínimo.

El offset de c.c. en las bases de un par de cola larga idealmente acoplado no es grande aunque la corriente a través de uno de los dispositivos sea el doble de la otra (≈ 2 mV), de modo que con el desequilibrio relativamente pequeño que ocurre en el circuito práctico, puede despreciarse esta contribución al offset. Es más importante la caída de tensión diferencial a través de los resistores de la base y el peor caso es cuando el par de cola larga tiene máximo desequilibrio y el dispositivo con la mayor corriente tiene mínimo h_{FE} y el otro, máximo h_{FE}.

Se puede ver que para una caída de tensión diferencial dada a través de los resistores de base, R_B está dado por:

$$R_B = \frac{\Delta V_R}{\left(\dfrac{I_C}{h_{FE}}\right)_{TR1} - \left(\dfrac{I_C}{h_{FE}}\right)_{TR2}}$$

Esto dará un valor mínimo para R_B si $I_{C\,(TR1)}$ es máximo y $h_{FE(TR1)}$ es mínimo e $I_{C(TR2)}$ es mínimo y $h_{FE(TR2)}$ es máximo.

Ahora, si elegimos una corriente de cola de 2 mA, la corriente típica a través de cada dispositivo es de 1 mA. El máximo desequilibrio ocurre con una excitación mínima h_{FE} como se vió anteriormente, por ejemplo:

$$I_{C(TR1)} = 1{,}15\ \text{mA};$$
$$I_{C(TR2)} = 0{,}85\ \text{mA}.$$

Para ΔV_R = 40 mV máximo:

$$h_{fe(TR1)} = 75;$$
$$h_{fe(TR2)} = 260.$$

Por tanto:

$$R_B \leqslant \frac{40 \times 10^{-3}}{\frac{1{,}15 \times 10^{-3}}{75} - \frac{0{,}85 \times 10^{-3}}{260}},$$

$$= 3{,}31 \times 10^3\ \Omega.$$

Un valor práctico es $R_1 = R_5 = 3{,}3\ \text{k}\Omega$.
Calculando R_3:

$$R_3 = \frac{V_{BE(TR_4)}}{1 \times 10^{-3} - I_{B(TR_4)}},$$

$$= \frac{0{,}6}{1 \times 10^{-3} - 0{,}1 \times 10^{-3}},$$

$$= 666\ \Omega \text{ (valor práctico: } 680\ \Omega)$$

Para una corriente de cola de 2 mA:

$$R_4 + R_6 \approx \frac{30}{2 \times 10^{-3}} = 15\ \text{k}\Omega\,.$$

Por tanto, $R_4 = 12\ \text{k}\Omega$ y $R_6 = 3{,}9\ \text{k}\Omega$.

Si se requiere mayor inmunidad de la tensión de offset para variaciones de la alimentación, puede sustituirse C_2 por un diodo regulador de tensión, con los valores de R_4 y R_6 ajustados convenientemente.

Radiadores

Sólo se requieren radiadores para dispositivos de salida (TR_7, TR_8), que están montados directamente (es decir, sin aislantes de mica). Si se utilizan radiadores de 4°C/W, se garantiza estabilidad térmica para una temperatura ambiente de 50°C.

La disipación máxima en cada dispositivo de salida está dada por:

$$P_{tot} = \frac{V_{CCo}^2}{4\pi R\left(\frac{4m}{1-m} + \pi\right)},$$

donde V_{CCO} = tensión de alimentación sin carga;
m = regulación de la alimentación;
$R = R_{L\ mín}$ + valor del resistor del emisor de salida, en el cual $R_{L\ mín} = R_{L\ nom} - 20\%$.

Por tanto:

$$P_{tot} = \frac{76^2}{4\pi \times 7{,}4\left(\frac{4 \times 0{,}25}{1 \times 0{,}25} + \pi\right)},$$

$$= 13{,}9\ \text{W}.$$

La resistencia térmica efectiva entre la base de montaje y el radiador es de 2,65 °C/W. Así, la resistencia total al ambiente, $R_{th\ j\text{-}a}$ es:

$$R_{th\ j\text{-}a} = 4 + 2{,}65\,,$$

$$= 6{,}65\ °\text{C/W}.$$

Por tanto:

$$T_{j\ máx} = 50 + (6{,}65 \times 13{,}9),$$

$$\approx 143\ °\text{C},$$

que es menor que la máxima T_j permitida para el BD333/BD334 (150°C).

APENDICE 3

Deducción del valor mínimo de R_E para estabilidad térmica en amplificadores Darlington

De la figura 2 podemos obtener las ecuaciones generales:

$$E = R_B I_B + V_{BE} + R_E (I_C + I_B);$$

$$I_C = h_{FE} I_B + I_{CEO}. \qquad (1)$$

o

$$I_B = (I_C - I_{CEO})/h_{FE}. \qquad (2)$$

Sustituyendo la ecuación (2) en la ecuación (1) se tiene:

$$E = R_B\left(\frac{I_C - I_{CEO}}{h_{FE}}\right) + V_{BE} + R_E\left\{I_C + \left(\frac{I_C - I_{CEO}}{h_{FE}}\right)\right\}$$

o $\qquad (3)$

$$E - V_{BE} + \frac{R_B I_{CEO}}{h_{FE}} + \frac{R_E I_{CEO}}{h_{FE}} = \frac{R_B I_C}{h_{FE}} + \frac{R_E I_C}{h_{FE}} + R_E I_C,$$

$$I_C\left(\frac{R_B + R_E}{h_{FE}} + R_E\right) = E - V_{BE} + \left(\frac{R_E + R_B}{h_{FE}}\right) I_{CEO}$$

De donde resulta:

$$I_C = \frac{h_{FE}}{R_B + R_E + h_{FE} R_E} \left\{ E - V_{BE} + (R_E + R_B) \frac{I_{CEO}}{h_{FE}} \right\} \quad (4)$$

Para condiciones de reposo, se obtiene para E (de la ecuación (3)):

$$E = V_{BEo} + I_{CQo} \left(R_E + \frac{R_E}{h_{FE}} + \frac{R_B}{h_{FE}} \right). \quad (5)$$

donde V_{BEO} es V_{BE} a 25°C, e I_{CQO} es la corriente de reposo a 25°C.

Para disipación del peor caso ($I_{CQ\ máx}$; $T_{j\ máx}$), se obtiene para V_{BE}:

$$V_{BE}\ \text{máx} = V_{BEo} + MV_T \ln \frac{I_{CQ}\ \text{máx}}{I_{CQo}} - |\Delta V_{BE}|. \quad (6)$$

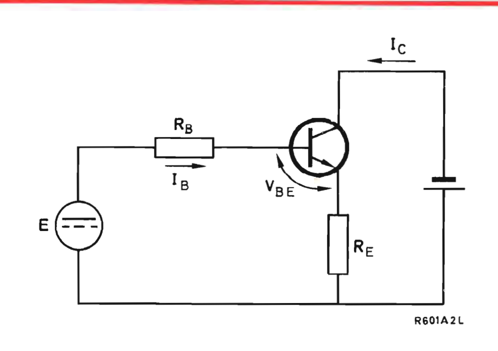


Figura A2. Circuito para el cálculo de R_E.

Sustituyendo las ecuaciones (5) y (6) en la ecuación (4) se obtiene $I_{CQ\ máx}$:

$$I_{CQ}\ \text{máx} = \frac{h'_{FE}}{R_B + R_E + h'_{FE} R_E} \left\{ V_{BEo} + I_{CEO}\left(R_E + \frac{R_E}{h'_{FE}} + \frac{R_B}{h'_{FE}} \right) - V_{BEo} - MV_T \ln \frac{I_{CQ}\ \text{máx}}{I_{CQo}} + |\Delta V_{BE}| + (R_E + R_B) \frac{I_{CEO}\ \text{máx}}{h'_{FE}} \right\}$$

que puede operarse para dar R_E:

$$R_E \geqslant \frac{|\Delta V_{BE}| - MV_T \ln \dfrac{I_{CQ}\ \text{máx}}{I_{CQo}} - \dfrac{R_B}{h'_{FE}} (I_{CQ}\ \text{máx} - I_{CQo} - I_{CEO}\ \text{máx})}{I_{CQ}\ \text{máx} - I_{CQo} - \dfrac{I_{CEO}\ \text{máx}}{h'_{FE}} \qquad I_{CQ}\ \text{máx} - I_{CQo} - \dfrac{I_{CEO}\ \text{máx}}{h'_{FE}}}$$

donde

$$|\Delta V_{BE}| = \frac{dV_{BE}}{dT} \Delta T_{j\text{-}a}\ \text{máx};$$

$$M = \frac{V_{BE2} - V_{BE1}}{V_T \ln \dfrac{I_{C2}}{I_{C1}}}$$ (según el tipo de Darlington $M \approx 1{,}7$)

y $$V_T = \frac{kT}{q} \approx 26\ \text{mV}.$$

$h'_{FE} = h_{FE}$ del transistor Darlington para $I_{CQ\ máx}$ y $T_{j\ máx}$;

$$I_{CEO}\ \text{máx} = I_{CBO}\ \text{máx}(T_j\ \text{máx}) \left(\frac{I_{CEO}}{I_{CBO}} \right)_{T_j = 25\ °C}$$

FUENTES DE ALIMENTACION POR CONMUTACION DE 100 W Y 200 W

Se describen en este artículo dos fuentes de alimentación adecuadas para sistemas computadores que proporcionan una tensión de salida de 5,5 voltios. Una de ellas está prevista para una corriente de salida máxima de 20 amperios y la otra para una corriente máxima de 40 amperios.

Las fuentes de alimentación reguladas por conmutación son pequeñas, livianas y disipan poco calor y, por lo tanto, son muy adecuadas para su utilización en sistemas de computadoras. Debido a que el transistor regulador de salida es conmutado entre saturación y bloqueo, disipa tan sólo unos cuantos vatios en comparación a las decenas de vatios de un transistor en un regulador lineal. Esto minimiza tanto el tamaño del disipador de calor (que constituye un problema con los reguladores lineales) como la pérdida de potencia. Las fuentes de alimentación conmutadas pueden lograr fácilmente un rendimiento del 80%. Las desventajas de este tipo de fuente de alimentación son la ligeramente mayor complejidad de los circuitos, una reacción más lenta a las variaciones de la carga y menos capacidad para eliminar las ondulaciones de la salida de c.c.

Normalmente, las fuentes de alimentación por conmutación están diseñadas para funcionar a elevadas frecuencias de conmutación de forma que los elementos inductivos (autoinducción para la acumulación de energía, transformador para el aislamiento de la red) sean lo más pequeños posible. Las limitaciones vienen impuestas por las pérdidas en el núcleo. Por ello, se ha desarrollado una nueva ferrita de bajas pérdidas para su empleo en fuentes de alimentación conmutadas; denominada Ferroxcube grado 3C8, tiene una elevada permeabilidad, una elevada densidad de flujo de saturación y bajas pérdidas a 100°C. Permite una frecuencia de conmutación de 50 kHz en los circuitos, lo cual presenta un buen compromiso entre el tamaño de la fuente de alimentación y las pérdidas en los elementos inductivos y semiconductores.

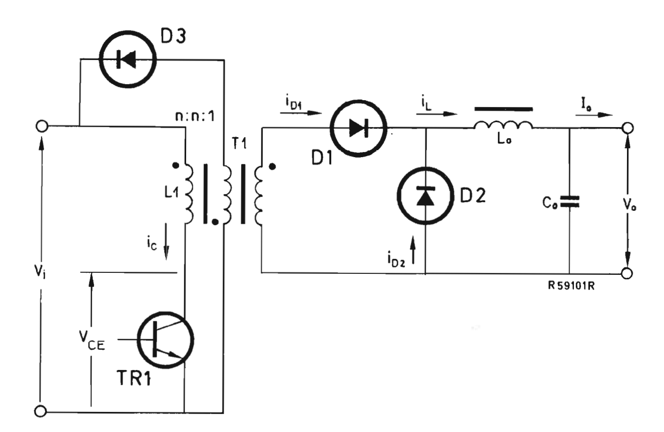
La fuente de 200 W para computadoras utiliza el transistor de conmutación rápida BDY93. En la de 100 W, la

corriente de pico de colector es inferior y, por tanto, se prefiere el BDY94. Ambos transistores cumplen con los requisitos de las fuentes de alimentación conmutadas, tales como un valor nominal V_{CESM} dos veces mayor que la tensión de pico rectificada de la red, y tiempos de conmutación cortos.

Convertidor directo

Las fuentes de alimentación por conmutación incluyen un rectificador de red, seguido por un convertidor de c.c. en c.c., que es uno de los tres tipos básicos: de retroceso, directo, o en contrafase (equilibrado). El convertidor directo es sencillo y la corriente de ondulación en el condensador de filtro de la salida es pequeña, ya que la autoinducción está en serie con la salida. La figura 1 muestra su circuito y algunas de sus formas de onda. Con el transistor de conmutación en estado de conducción, el rectificador D_1 conduce y la energía pasa a la autoinducción L_0 y a la carga: aumentando la corriente en la autoinducción i_L. Con TR_1 bloqueado, parte de la energía acumulada en L_0 es transferida a la carga a través del diodo de acción de volante D_2: reduciendo i_L. La tensión de pico de colector es el doble de la tensión de entrada (más 50 V, o menos, según la oscilación transitoria). El tiempo de conducción del transistor en relación con la duración del ciclo T, se denomina "ciclo de trabajo" δ. El condensador de salida C_0 filtra la ondulación producida por la conmutación del transistor. El transformador T_1 aisla la salida de la entrada de la red rectificada; cuando se bloquea el transistor, su energía magnética acumulada durante la conducción de TR_1 es reaplicada a la entrada de c.c. mediante el devanado desmagnetizante y el diodo en serie D_3.

Dos importantes parámetros de diseño son: (a) la relación $\&$ entre la corriente de salida nominal I_0 y la amplitud de la corriente de ondulación en la autoinducción; (b) la relación λ entre la autoinducción del primario y la de L_0 reflejada en el primario. Elevados valores de $\&$ y λ reducen la corriente de pico de colector. También (si λ es elevada) hay menos energía en el transformador y los elementos de supresión pueden ser más pequeños. Por otra parte, los elementos inductivos son más caros.



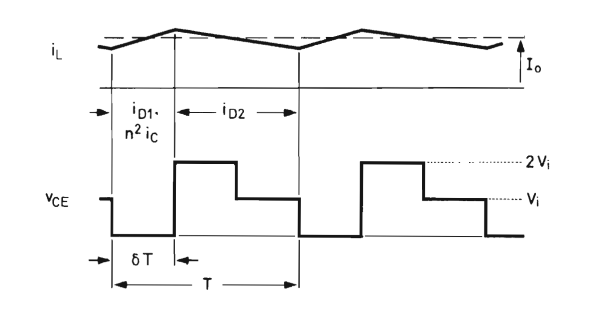


Figura 1. El convertidor directo y algunas de sus formas de onda ($\delta = 1/3$).

Fuente de 100 W para computadores

La figura 2 es un esquema del circuito de la fuente de 100 W. Se han descrito las funciones de TR_1 y D_1 a D_3. La red de subida lenta $D_6R_6C_7$ retarda la subida de la tensión de colector después del bloqueo de TR_1, para que la tensión V_{CEO} nominal no se exceda antes de que la corriente de colector haya caído a cero; así pues, se limita la disipación de conmutación del transistor y se garantiza el funcionamiento dentro del SOAR. El condensador C_7 se ha de descargar totalmente durante la conducción de TR_1, R_6 limita la corriente de pico de la descarga a través de TR_1 a la de la corriente de pico de colector, o menos. La red R_8C_9 protege a D_1 y D_2 contra tensiones excesivas suprimiendo la oscilación transitoria; estos son diodos de barrera Schottky, que tienen una caída de tensión directa baja (0,5 V a la corriente nominal del diodo). Se evita la generación de interferencia de R.F. mediante: (a) el filtro de entrada L_1 C_2; (b) el condensador C_8 creando un bucle corto para corrientes de interferencia debido a la conmutación de TR_1; (c) el doble apantallamiento en el transformador T_1; (d) conexión del núcleo de T_1 a $+A.T.$ (o $-A.T.$); (e) haciendo las conexiones a los puntos A y B, según se muestra en la figura 2, lo más cortas posible.

La corriente de pico de colector en TR_1 es:

$$I_{C\,\text{máx}} = \frac{I_O}{n}\left\{1 + \frac{1}{\&} + \frac{2}{\&\,\lambda\,(1 - \delta_{\text{mín}})}\right\}$$

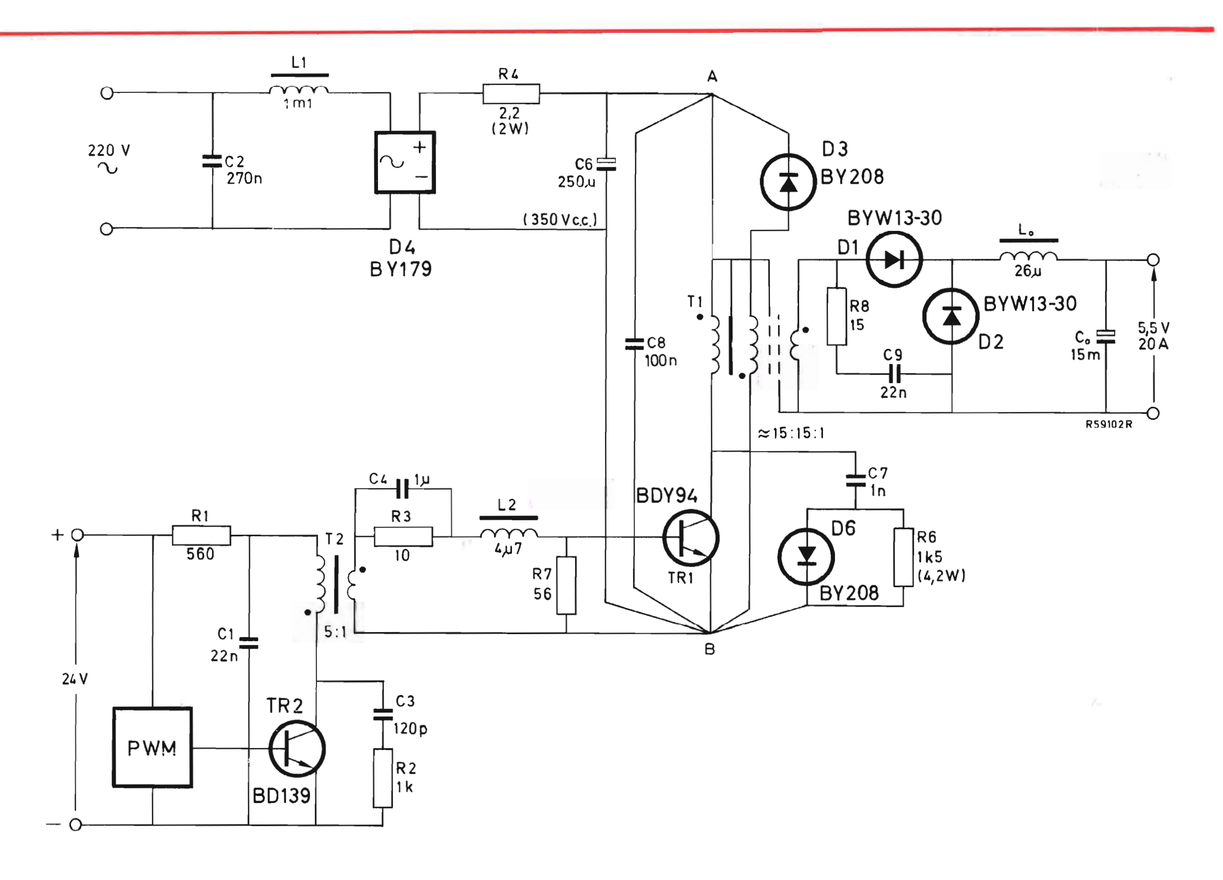


Figura 2. Circuito de la fuente de alimentación conmutada de 100 W para computadores. Nótese que el núcleo de T_1 está conectado a +A.T. Para minimizar las interferencias en la conmutación, se han de realizar las conexiones a los puntos A y B como se muestra en esta figura y deben ser lo más cortas posible.

En este circuito & = 11, $\lambda = 3$, T_1 tiene la relación de espiras n = 14,8, ciclo de trabajo mínimo de TR_1 $\delta_{mín}$ = = 0,29, I_0 = 20 A, y por lo tanto $I_{C\,máx}$ = 1,6 A.

Autoinducción. 19 espiras de 18 × 0,2 mm² de cobre en un núcleo UU-25/40/13 3C8, entrehierro total de 3,2 mm. Inductancia ⩾ 26 µH. Densidad de flujo 0,3 T a 21,8 A.

Transformador T_1. Núcleo EC40 3C8, sin entrehierro. Devanados primario y desmagnetizante de 96 espiras cada uno, devanado secundario 6,5 espiras. Relación de espiras n = 96/6,5 = 14,78. Inductancia del primario ⩾16 mH. La figura 3 muestra la sección transversal de la bobina. Los núcleos EC, desarrollados para aplicaciones de fuentes de alimentación conmutadas, tienen una rama central redonda que proporciona un elevado factor de relleno de cobre y una pequeña inductancia de fuga.

Disipación de calor. La disipación del transistor de salida medida a una temperatura de la unión de 125°C

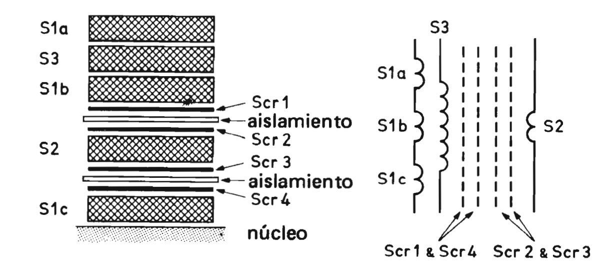


Figura 3. Sección transversal de la bobina y esquema del transformador de 50 kHz para el convertidor de 100 W.

$S_{1a} = S_{1b} = S_{1c}$: 1 capa de 32 espiras de cobre esmaltado, diámetro 0,5 mm, 96 espiras en total.

S_2: 6,5 espiras de hilo de cobre de 19 × 0,15 mm².

S_3: 1 capa de 96 espiras de cobre esmaltado de 0,14 mm de diámetro.

S_{cr1}, S_{cr4}: lámina de cobre de 19 × 0,05 mm² (conectada a +A.T.)

S_{cr2}, S_{cr3}: lámina de cobre de 19 × 0,05 mm² (conectada al terminal negativo de salida).

es de 4,7 W o menos: un disipador de calor de 11°C/W limita la temperatura de unión a 125°C con una temperatura ambiente de 60°C (T_{mb} = 113°C). Los diodos D_1 y D_2 juntos disipan 10 W; un disipador de calor de 6°C/W es necesario para una temperatura ambiente de 60°C (T_{mb} = 120°C).

Condensadores de acumulación y de salida. El condensador de acumulación C_6 es del tipo electrolítico 2222 060 90023 de 200 + 25 + 25 μF, con una tensión nominal de 350 V; el condensador de salida C_0 es del tipo electrolítico de aluminio 222 106 34153, con una resistencia en serie de 10 mΩ y una inductancia en serie de 11 nH.

Circuito excitador de la base y PWM. El circuito excitador de la base asegura una rápida conmutación del transistor y limita las pérdidas de conmutación a 1,2 W. El circuito modulador de anchura de impulso –PWM en la figura 2– percibe la tensión de salida y proporciona una regulación de la salida ajustando el ciclo de trabajo del transistor de conmutación TR_1 mediante el transistor excitador TR_2. Durante la conducción de TR_2, se acumula energía magnética en T_2, proporcionando una excitación de base positiva para TR_1 en cuanto se bloquea TR_2. Si n_2 es la relación de espiras de T_2, la corriente de la base I_B = (24 V/R_1)n_2 = (24/560) × 5 = 0,2 A. Con la conducción de TR_2, se invierte la tensión de T_2 y la corriente de la base de TR_1 pasa a negativa, determinándose su velocidad de bajada principalmente por L_2 (véase la forma de onda i_B en la figura 6c). Después de haber extraido los portadores de carga almacenados en la base, la energía acumulada en L_2 y en la inductancia de dispersión de T_2 conduce al diodo emisor-base de TR_1 a ruptura inversa causando una rápida conmutación.

El resistor R_7, en paralelo con la entrada de la base de TR_1, evita las oscilaciones transitorias y suprime los impulsos parásitos de conmutación del transistor. El transformador T_2 tiene un núcleo UU-15/22/6 3C8, con 55 espiras del primario y 11 espiras del secundario.

La figura 4 muestra el esquema del circuito PWM.

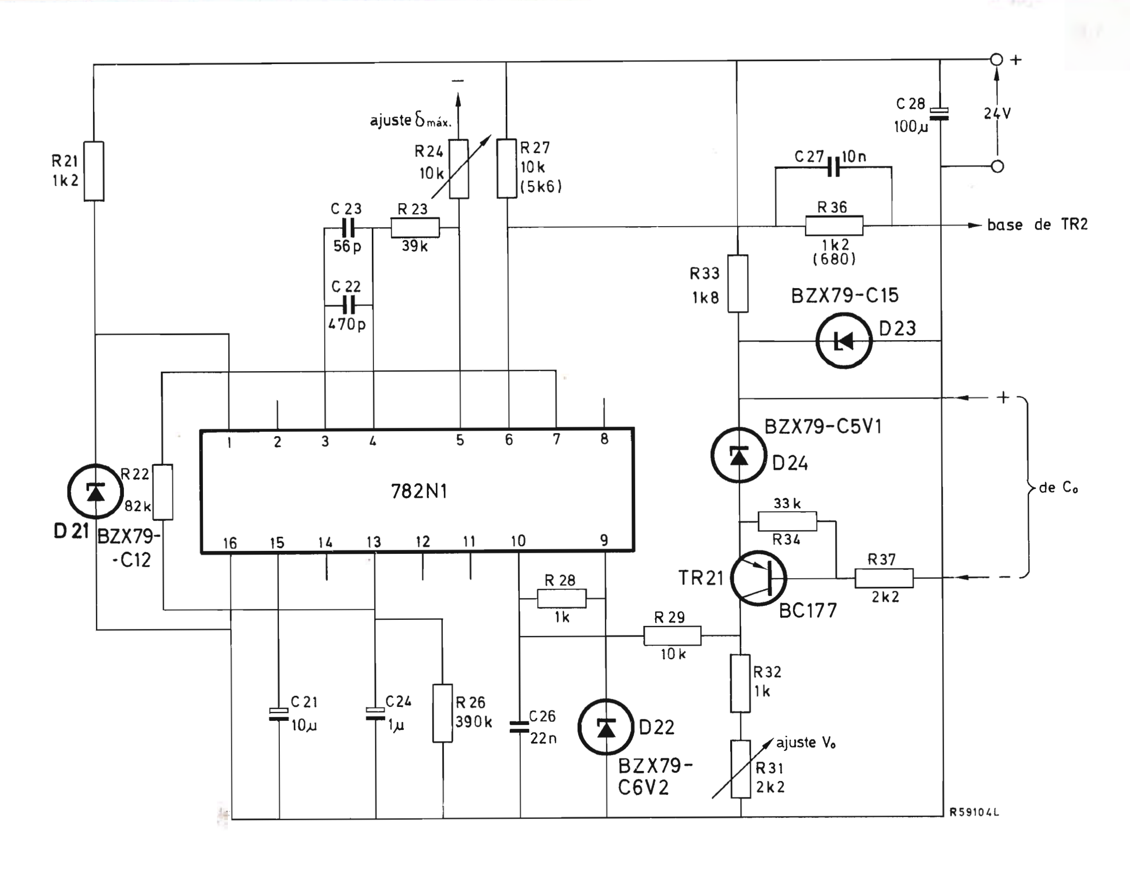


Figura 4. Esquema del circuito PWM (modulador de anchura de impulso) (véase la fig. 2). Los valores entre paréntesis son cambios para el convertidor de 200 W. Las conexiones con flechas van al terminal negativo.

Con R_{31}, la tensión de salida (detectada a través de C_0 en la figura 2) es ajustable entre 5 V y 5,5 V, y el ciclo de trabajo máximo $\delta_{máx}$ de TR_1 queda fijado por R_{24} ($\delta_{máx} = 0{,}45$).

Barras conductoras de salida. La disposición representada en la figura 5 minimiza las inductancias parásitas, manteniendo así las ondulaciones de salida y la impedancia de la fuente de alimentación a un mínimo.

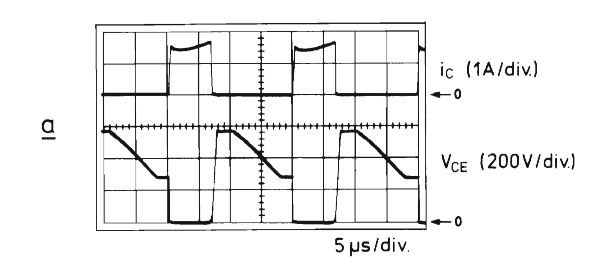
Oscilogramas. La figura 6 indica las formas de onda del transistor y la figura 7 muestra la respuesta del convertidor a las variaciones transitorias (cambios repentinos en la corriente de carga) iguales al 90% de la carga nominal. La tensión transitoria máxima de salida es de 0,4 V máximo y la ondulación de la salida es de 30 mV pico a pico máxima.

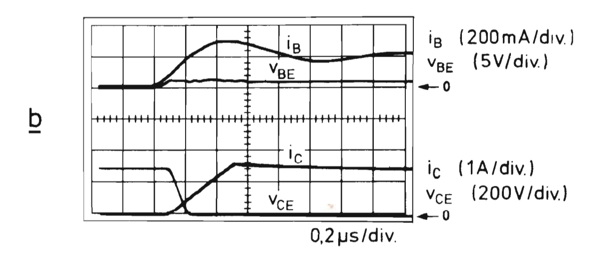
Fuente de alimentación por conmutación de 200 W para computador

El esquema de la fuente de 200 W (fig. 8) es similar al de la fuente de 100 W. Con $I_0 = 40$ A, $n = 14{,}4$, $\&= 12$, $\lambda = 4$ y $\delta_{mín} = 0{,}29$, la ecuación 1 da: $I_{Cmáx} = 3{,}2$ A.

Autoinducción. 13 espiras de 25 × 0,5 mm² de hilo de cobre sobre un núcleo UU-30/50/16 3C8, entrehierro total 5,5 mm. Inductancia ⩾ 14 μH. Densidad de flujo, 0,3 T a 43,5 A.

Transformador T_1. Núcleo EC53 3C8, sin entrehierro. Devanados primario y desmagnetizante con 72 espiras cada uno, devanado secundario con 5 espiras. Relación





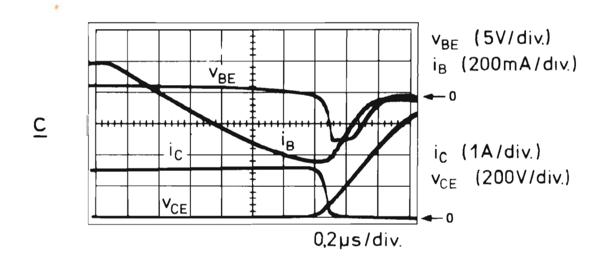


Figura 6. Formas de onda que muestran el funcionamiento del transistor regulador de salida:
(a) corriente y tensión de colector;
(b) conmutación de bloqueo a conducción;
(c) conmutación de conducción a bloqueo.

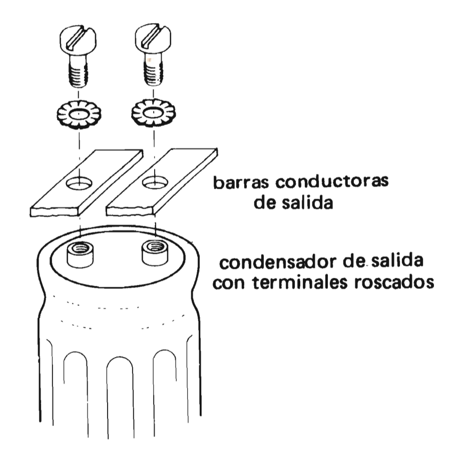


Figura 5. Sistema de barras conductoras de salida.

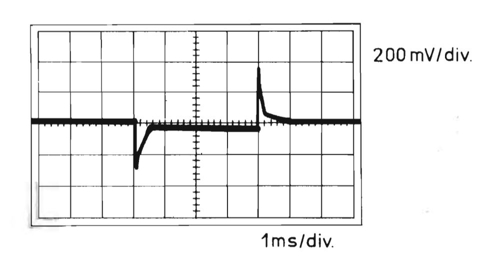


Figura 7. Respuesta de la salida a perturbaciones transitorias: en el centro 100% de la carga; otras partes, 10% de la carga.

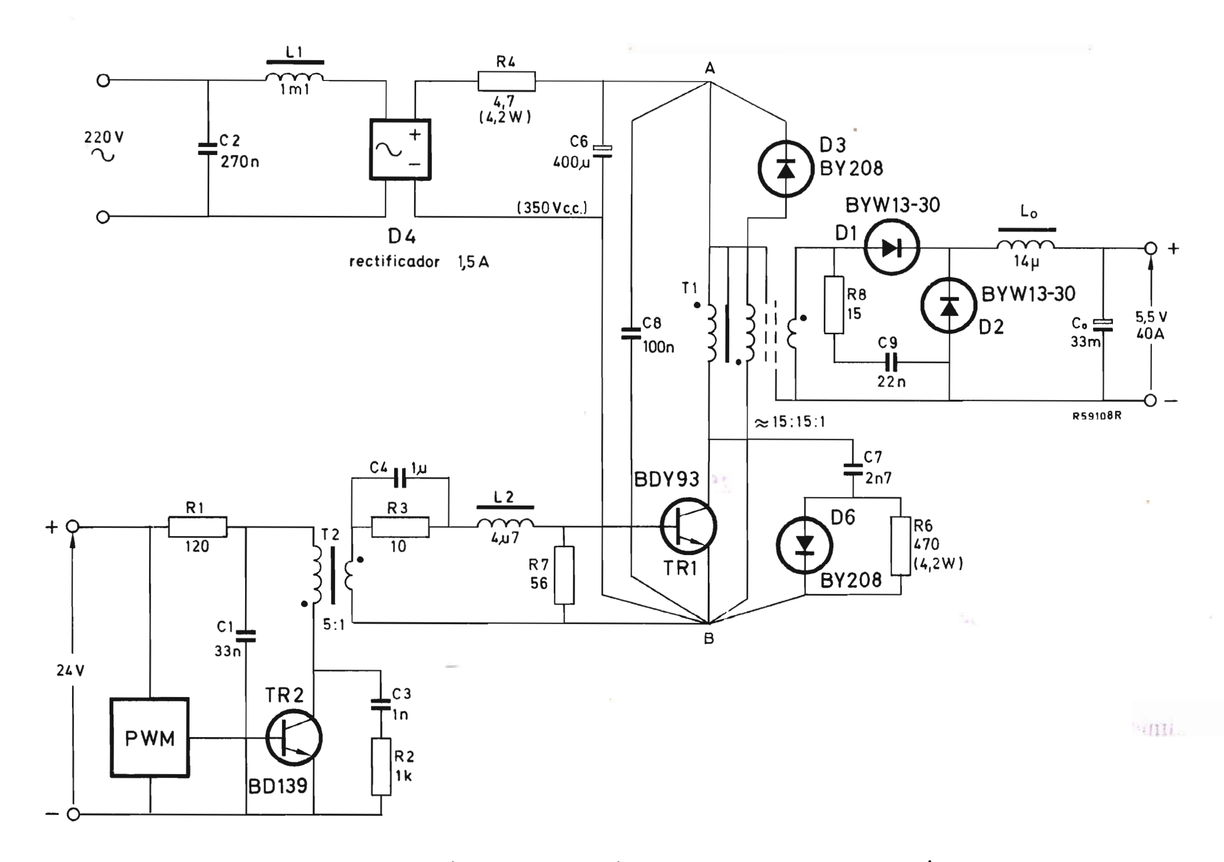


Figura 8. Circuito de la fuente de alimentación por conmutación de 200 W para computador. Véanse las notas de la figura 2.

de espiras $n = 72/5 = 14{,}4$. Inductancia del primario $\geqslant$12 mH. La figura 9 muestra la sección transversal del devanado.

Disipador de calor. El transistor regulador de salida TR_1 disipa 10 W como máximo; un disipador de calor de 3,8°C/W limita la temperatura de unión a 125°C a una temperatura de 60°C (T_{mb} = 100°C). Los diodos $D_1 D_2$ disipan juntos unos 25 W; un disipador de calor de 2°C/W es necesario para una temperatura ambiente de 60°C (T_{mb} = 113°C).

Condensador de salida. El condensador de salida C_0 es de tipo electrolítico de aluminio 2222 106 34333, con una resistencia en serie de 6 mΩ y una inductancia en serie de 16 nH.

Circuito excitador de base y modulador de anchura de impulso (PWM). El funcionamiento del circuito excitador de base es idéntico al del convertidor de 100 W. Aquí, la corriente de la base I_B = (24 V/120 Ω) X 5 = = 1 A. Con una corriente de base mínima al final de la

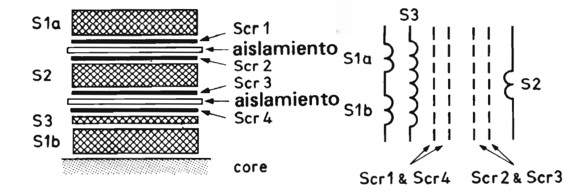


Figura 9. Sección transversal del devanado y esquema del transformador de 50 kHz para un convertidor de 200 W.

$S_{1a} = S_{1b}$:	1 capa de 36 espiras de cobre esmaltado de 0,5 mm de diámetro, 72 espiras en total.
S_2:	5 espiras, hilo de cobre de 23,5 X 0,2 mm².
S_3:	1 capa de 72 espiras, cobre esmaltado, diámetro 0,25 mm.
S_{cr1}, S_{cr4}:	lámina de cobre de 23 X 0,05 mm² (conectado a +A.T.)
S_{cr2}, S_{cr3}:	lámina de cobre de 23 X 0,05 mm² (conectado al terminal negativo de salida).

conducción del transistor igual a 3,2 A, el transistor continúa en su estado de saturación. La figura 4 representa el circuito modulador de anchura de impulso. El transformador T_2 tiene un núcleo UU-15/22/6 3C8, con 55 espiras de primario y 11 de secundario.

Resultados obtenidos

Rendimiento del convertidor	*Pérdidas (vatios)* convertidor de 100 W	*Pérdidas (vatios)* convertidor de 200 W
autoinducción	3,5	4,2
transformador	2,5	4,5
diodos rectificadores y de volante	10	25
transistor	4,7	10
redes de antioscilación transitoria y de subida lenta	3	6
circuito excitador de base y PWM	3	4
	26,7	53,7
Rendimiento (V_0 = 5,5 V)	$\frac{110}{136,7} = 0,80$	$\frac{220}{273,7} = 0,80$

Regulación de salida. Las figuras 10 y 11 muestran la relación entre la tensión de salida del convertidor V_0 con la tensión de entrada V_i y la corriente de carga del convertidor I_0 utilizando el circuito de control de muestra de la figura 4. Se puede ver que V_0 varía 55 mV para una variación de la tensión de entrada entre +10% y −15% de la nominal con el fallo de un ciclo. Para I_0 bajando de su valor nominal a unas cuantas décimas de amperio, el aumento de V_0 es inferior a 50 mV.

Son aplicables los siguientes valores de V_i.

Tensión de red	*V_i para carga cero*	*V_i para carga nominal*
220 V + 10%	340 V	320 V
220 V		245 V
220 V − 15% y una caída de ciclo		220 V

Ondulación de salida y respuesta a transitorios. La ondulación de salida de pico a pico es de 30 mV máxima a plena carga. La tensión transitoria debida a un cambio igual a 90% de la corriente de carga nominal es 0,4 V máxima.

La temperatura ambiente no debe exceder los 60°C.

Los límites de la tensión de red son de 220 V + 10% y 220 V − 15% con fallo de un ciclo. La frecuencia de la red es de 50 Hz a 400 Hz.

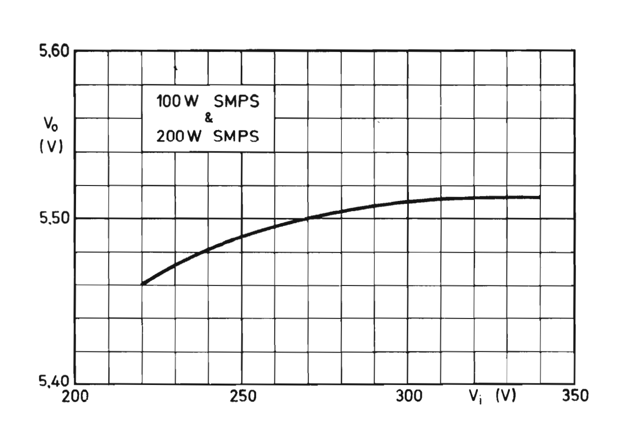


Figura 10. V_0 en función de V_i en la corriente de carga nominal.

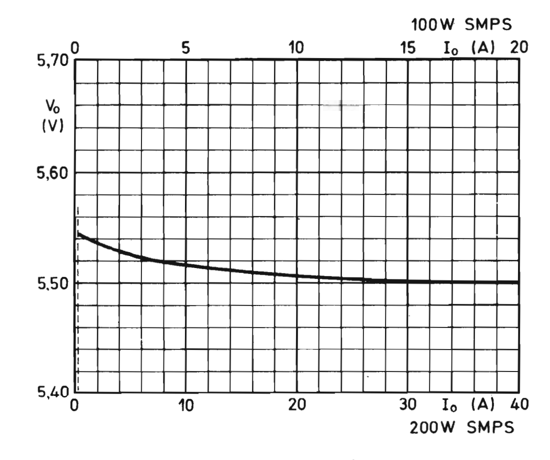


Figura 11. Curva de regulación de carga.

los premios mundo electrónico



Pretenden estimular la creación de trabajos técnicos (libros y artículos) que contribuyan al desarrollo y conocimiento de la Electrónica.

Están patrocinados por el Grupo Boixareu Editores (Marcombo, S. A., Librería Hispano Americana y Mundo Electrónico).

Los **«Premios Mundo Electrónico»**, instituidos y patrocinados por Boixareu Editores, pretenden descubrir, estimular y promover nuevos valores o reconocer a autores conocidos su constancia y nuevos méritos. Con ello se pretende enriquecer paralelamente la producción bibliográfica original del área hispanoparlante dentro del campo de las Técnicas Electrónicas.

Existen en los países de nuestra área lingüística muchos técnicos electrónicos con misiones diversas tanto en el campo industrial como en el didáctico, con una experiencia y un valor suficientes para transmitir a sus semejantes (colegas o estudiantes) el caudal de sus conocimientos y experiencias en forma de trabajos escritos dignos de ser plasmados en libros o artículos. Los **«Premios Mundo Electrónico»** han sido instituidos para descubrir y animar a estos autores potenciales a publicar sus obras.

Es evidente que existe ya una amplia bibliografía técnica en español dedicada a la Electrónica. No obstante, es tan extenso este campo y su evolución técnica tan rápida y constante que el lector especializado precisa de una bibliografía básica e informativa de forma permanente. Es por estos motivos y por haber sido ésta la especialidad de Boixareu Editores (Marcombo) desde su fundación, que se ha elegido para la institución de estos premios.

Los **«Premios Mundo Electrónico»** son tres, divididos en dos grupos que constituyen dos formas necesarias y complementarias de la bibliografía técnica. El primer grupo consta de dos premios destinados a los trabajos publicables en forma de libro, cuyo contenido, puede ser de carácter formativo o de consulta. Sienta bases teóricas, facilita datos y procedimientos técnicos e informa de técnicas o aplicaciones ya consagradas, así como especula acerca de la posibilidad de nuevas futuras aplicaciones.

El segundo grupo es un premio destinado a trabajos publicados en forma de artículos, cuyo contenido puede ser, de carácter informativo o especulativo. Podrá comprender los últimos avances en técnicas y aplicaciones con el estilo más práctico o teórico que en cada caso se requiera.

Los dos premios del primer grupo van destinados a dos grandes campos de la Electrónica: *Profesional* y de *Aficionado*.

La Electrónica Profesional, que evoluciona paralelamente al desarrollo industrial y económico precisa cada día más de una bibliografía especializada que colabore en la formación y puesta al día de los técnicos que requiere la sociedad moderna.

La Electrónica de Aficionado constituye, para cantidades ingentes de personas ubicadas a lo ancho y amplio de nuestras geografías, un medio formativo de evasión en sus ratos de ocio y es cebo y cantera permanente de jóvenes generaciones de técnicos que posteriormente enriquecerán el campo de la Electrónica Profesional.

Los tres **«Premios Mundo Electrónico»** son pues:

* **«Premio a la mejor obra sobre Electrónica Profesional»**
* **«Premio a la mejor obra sobre Electrónica de Afición»**
* **«Premio al mejor artículo sobre Electrónica Profesional»**

Es cierto que dentro de cada uno de estos premios caben trabajos de distintas especialidades que serán de difícil comparación entre sí. La Electrónica tiene ya grandes superespecialidades como son la Radio, TV, Electrónica Industrial, Informática, Audio, Equipos, Componentes, etc., que ocupan a técnicos con orientaciones muy distintas. No obstante, existen procedimientos objetivos de tipo cuantitativo que permiten valorar trabajos dentro de campos relativamente distintos pero con bases comunes. Para evitar el que algunos trabajos de mérito no sean considerados podrán otorgarse uno o varios accésits.

Por otra parte, una mayor subdivisión de premios no es aconsejable desde el punto de vista del prestigio que se pretende conferir a los mismos. Los accésits se han previsto para reconocer el valor de los trabajos que por su nivel de calidad e interés serían también merecedores de premio. Los trabajos distinguidos con accésit deberán ser realmente meritorios. En las bases se prevé que los premios podrán declararse desiertos cuando los trabajos presentados no alcancen el mínimo de calidad e interés requeridos.

El prestigio y difusión de los premios vienen avalados por el de sus patrocinadores y por el rigor que se observará en la selección de los miembros que compondrán los jurados calificadores. La difusión está garantizada por el tiraje y penetración geográfica de Mundo Electrónico y por la solvencia y experimentado sistema comercial de la editora de los libros premiados, que será Ediciones Técnicas Marcombo, S. A.

Con todo ello se pretende conseguir, además de encontrar buenas y útiles contribuciones bibliográficas, que éstas lleguen al mayor número de personas interesadas posible, en pro de la formación y el progreso técnico, como una de las bases necesarias para el desarrollo y equilibrio social de nuestros pueblos.

BASES PARA LOS «PREMIOS MUNDO ELECTRÓNICO»

A) Podrán concurrir a los mismos todos los autores españoles, portugueses e iberoamericanos que lo deseen y que acepten, de antemano, las bases establecidas
B) Los premios se dividirán en dos grandes grupos. El primer grupo estará destinado a trabajos publicables en forma de libro. El segundo estará destinado a premiar artículos aparecidos en MUNDO ELECTRONICO durante el año anterior

PRIMER GRUPO

1. 1 Dentro de este grupo se concederán dos Premios. Uno destinado a premiar al mejor trabajo presentado dentro del campo de la **Electrónica Profesional** y otro destinado a premiar el mejor trabajo presentado en el campo de la **Electrónica de Afición**.
1. 2. Los trabajos presentados serán originales e inéditos. Su contenido será puramente técnico y dedicado a tratar en forma general o especializada cualquier tema comprendido en los campos de la Electrónica Profesional o de Afición, respectivamente. Los aspectos que se valorarán serán siempre considerados por un jurado calificador, pero, en principio, se tratará de seleccionar aquellos trabajos que cubran alguna laguna importante en la bibliografía de la especialidad y que atiendan a las necesidades de un sector importante de técnicos o aficionados, en cada caso.
1. 3. Los Premios están patrocinados por Boixareu Editores, S. A., y acordados respectivamente por dos jurados nombrados al efecto y constituidos por especialistas de reconocido prestigio en los respectivos campos de la Electrónica. Las decisiones de los jurados serán inapelables.
1. 4. Cada uno de dichos premios estará dotado con la suma de **250.000 ptas.** Además de los premios, y a juicio del jurado, podrán otorgarse uno o varios accésits para cada premio.
1. 5. Los Premios podrán ser declarados desiertos.
1. 6. Los originales que hubieran merecido premio serán publicados por Ediciones Técnicas MARCOMBO, S. A., en el plazo de los dos años siguientes a la concesión del mismo. La dotación del premio se considerará como anticipo a cuenta de los derechos de autor que se devengasen, calculados en un 10 % sobre el precio de venta al público en España.
1. 7. Los originales que hubieran merecido algún accésit podrán ser publicados por MARCOMBO, S. A., si así lo estimara oportuno el comité editorial de dicha empresa. El contrato de publicación sería extendido en los términos habituales en los que suele suscribirlos dicha editorial con sus autores.
1 8. Los autores se responsabilizan de la originalidad de sus trabajos. Cualquier infracción de esta condición será motivo suficiente para ser eliminados del concurso o serles retirado el Premio, si éste le hubiera sido ya concedido. En el caso de que el trabajo hubiera sido publicado, los autores se comprometen a asumir la defensa en cualquier demanda que se interpusiera por causa de la originalidad.
1. 9. Los autores que deseen concurrir a los **«Premios Mundo Electrónico»** deberán presentar sus originales escritos en castellano en hojas tamaño folio, holandés o DIN, mecanografiadas a una cara, a dos espacios y con un margen en la parte izquierda no inferior a los cinco centímetros. La extensión deberá comprender un mínimo de 300 hojas.
1.10. El original se presentará con un título al cual seguirá un seudónimo, lema o referencia. En sobre aparte cerrado, se incluirá el nombre del autor, domicilio y «curriculum vitae». En el exterior del sobre se escribirá solamente el título de la obra presentada, seguido del mismo seudónimo, lema o referencia que figure en el original. Dicho sobre será abierto solamente después de que el jurado calificador haya dado a conocer su acuerdo.
1.11 Los originales y el sobre cerrado podrán ser enviados por correo certificado o presentados personalmente en el domicilio de Boixareu Editores, S.A., Avda. José Antonio, 594, 2.° BARCELONA-7. De los mismos se entregará el correspondiente acuse de recibo.
1.12. El plazo de presentación de originales se abre con la publicación de las presentes bases y se cerrará el 30 de mayo de 1976.
1.13. Los premios serán otorgados durante el otoño de 1976 en la fecha y lugar que oportunamente se anunciará.
1.14. Los originales sin premio o sin accésit serán devueltos a sus autores dentro de los 30 días siguientes a la concesión de los premios.
1.15. El sólo hecho de solicitar la concurrencia a alguno de los premios presupone la total aceptación de las bases.

SEGUNDO GRUPO

2.1. Boixareu Editores, S. A., concederá un premio único destinado a premiar el mejor artículo a juicio de los suscriptores de MUNDO ELECTRÓNICO, dentro de los publicados en el período comprendido entre el n.° 45 (octubre de 1975 para la edición nacional) y el n.° 54 (julio-1976 para la edición nacional), ambos inclusive.
2.2. Aunque este premio queda a juicio de los lectores de MUNDO ELECTRÓNICO, con el mismo se pretende premiar al autor de un artículo que haya contribuido a divulgar el conocimiento de alguna técnica o sistema de interés para los profesionales de la Electrónica.
2.3. El premio estará dotado con **50.000 ptas.** Además del premio, podrán otorgarse uno o varios accésits para cada premio.
2.4. La votación entre los suscriptores de MUNDO ELECTRÓNICO se efectuará según el procedimiento que mensualmente se especificará en las últimas páginas de la propia revista. El hecho de que solamente puedan votar los suscriptores garantiza la objetividad de dicho procedimiento y facilita cualquier comprobación.
2.5. El premio lo obtendrá el autor del artículo, de los que entren en concurso, que obtenga mayor número de votos. En caso de empate, el Premio sería dividido en tantas partes como artículos estuviesen en dicha situación.
2.6. Los accésits podrán concederlos el Consejo Asesor de la Revista MUNDO ELECTRONICO de entre los articulos que hayan obtenido mayor número de votos.

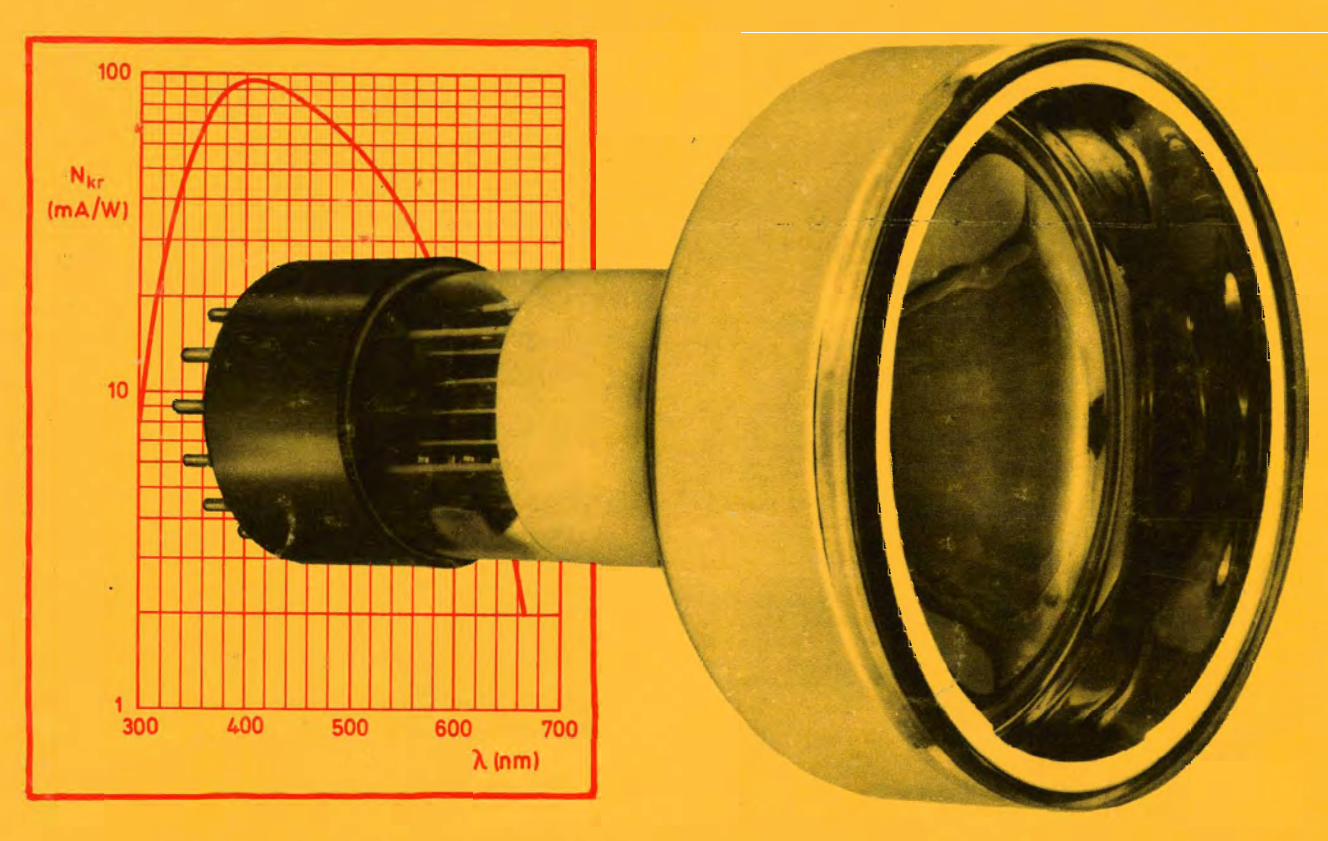
Ampliación de las Bases para el «Premio Mundo Electrónico» al mejor artículo sobre Electrónica Profesional.

1. Únicamente podrán participar en la votación los suscriptores de MUNDO ELECTRÓNICO.
2. La votación se efectuará mediante la puntuación de 1 a 10 de los artículos que entren en concurso. Para ello, se incluirá mensualmente en la revista una tarjeta de votación con indicación de los artículos concursantes con unas casillas reservadas para que los suscriptores indiquen en ellas, respectivamente, la puntuación que otorgan a cada artículo.
3. Las tarjetas de votación deberán ser remitidas en sobre cerrado al domicilio de Boixareu Editores, S. A. (Avda. José Antonio, 594, 2.°. BARCELONA-7). Solamente serán consideradas como válidas aquellas tarjetas en las que conste el nombre y dirección del suscriptor votante, que tengan puntuados un mínimo de dos artículos y que se reciban en la dirección indicada antes del final del mes siguiente al de publicación del número de que se trate para la edición nacional. Para la edición internacional debe recibirse dentro del mismo mes.
4. Una vez realizado el cómputo mensual se seleccionarán los dos artículos que hayan obtenido mayores puntuaciones. Este resultado será dado a conocer en la revista a los tres meses de publicados los artículos concursantes.
5. Los dos artículos ganadores de cada mes pasarán a una votación final que se realizará anualmente. Para dicha votación se remitirá a los suscriptores una tarjeta especial con expresión de los artículos finalistas y con un lugar reservado para la indicación del voto que deberá elegir el mejor artículo del año.
6. El resultado de esta votación final se dará a conocer en el otoño siguiente simultáneamente con los demás «Premios Mundo Electrónico». Oportunamente se indicará fecha y lugar exactos.
7. Independientemente del premio de 50.000 pesetas y accésits previstos en las bases, podrían ser otorgados, si los hubiera, otros obsequios donados por empresas o instituciones.

Sorteo de obsequios para los suscriptores participantes en la votación.

- Entre los suscriptores-votantes para el «Premio Mundo Electrónico» al mejor artículo sobre Electrónica Profesional se realizará mensualmente un sorteo de obsequios donados por firmas electrónicas, editoriales, agencias de viajes, etc.
- Los obsequios a sortear y las firmas donantes se darán a conocer en el mismo número de la revista en que se publiquen los artículos que entren en el concurso correspondiente.
- El resultado del sorteo se dará a conocer en el mismo número en que aparezca el resultado del concurso, o sea tres meses después.
- El sorteo de obsequios será público y tendrá lugar en los locales de Boixareu Editores, S. A., el primer lunes siguiente al cierre del plazo de recepción de las tarjetas de votación, a las 13 horas. Si aquel lunes fuera festivo se realizará el primer día laborable siguiente.
- La entrega de los obsequios sorteados será realizada directamente por las firmas donantes, no pudiéndose responsabilizar Boixareu Editores, S. A., del estado de dichos obsequios ni de la fecha de su recepción.

NUEVO FOTOMULTIPLICADOR



XP 2050

Con el número de tipo XP2050 hemos introducido un nuevo fotomultiplicador, de elevada sensibilidad y gran estabilidad, para aplicaciones de física nuclear.

Este fotomultiplicador está especialmente indicado para aquellos casos en los que el número de fotones a detectar es muy pequeño, o donde se requiera una buena respuesta de cada punto del fotocátodo.

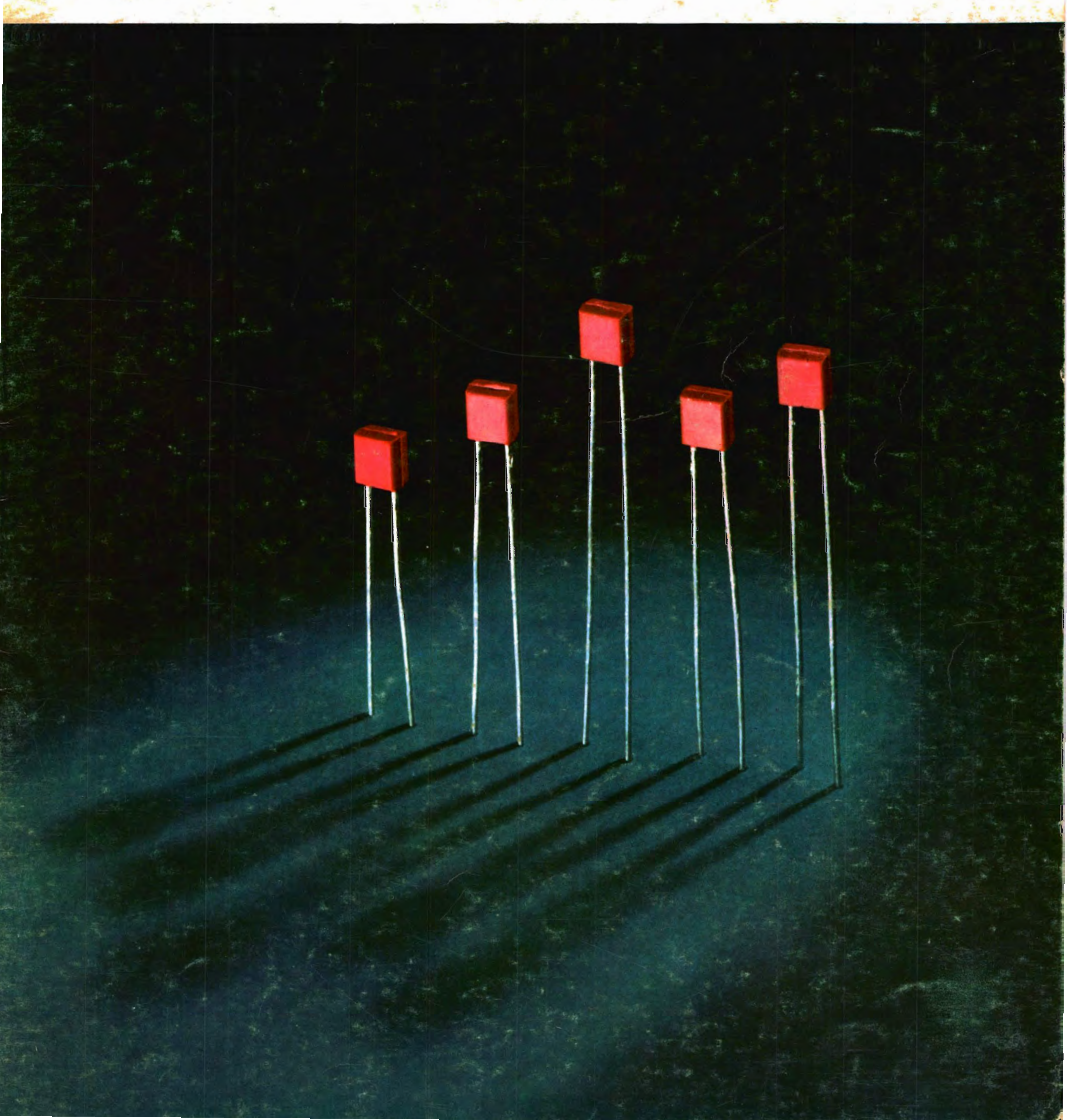
El fotomultiplicador XP2050 es un tubo de 10 pasos con una ventana plana y un fotocátodo de tipo D bialcalino semitransparente que tiene una respuesta espectral típica de 95 mA/W para 401 nm. El diámetro útil del fotocátodo es de 111 mm. El dinodo de Cu-Be proporciona a este fotomultiplicador una notable estabilidad y una reducida corriente de oscuridad.

Principales características

Número de pasos	10
Característica sensibilidad espectral	tipo D
Diámetro útil del fotocátodo	111 mm
Rendimiento cuántico para 401 nm	29%
Sensibilidad espectral cátodo para 401 nm	95 mA/W
Sensibilidad espectral ánodo para 401 nm y 1500 V	28 kA/W
Corriente oscuridad de ánodo para 1500 V	2 nA
Resolución amplitud impulso (^{137}Cs)	aprox. 7,5%
Desviación de ganancia para 1500 V	aprox. 1%

REVISTA Miniwatt

Vol. 15-Núm. 2 FEBRERO 1976 40 Ptas.



TRANSISTORES DE POTENCIA COMPLEMENTARIOS PARA BAJA FRECUENCIA

V_{CEO} max \ P_{tot} max	8 W	12,5 W	15 W	25 W	36 W		40 W	60 W			
20 V			BD329 BD330								
22 V					BD433 BD434						
32 V					BD435 BD436						
45 V	BD135 BD136	BD226 BD227	BD131 BD132	BD233 BD234	BD437 BD438		BD675 BD676	BD201 BD202		BD291 BD292	
60 V	BD137 BD138	BD228 BD229		BD235 BD236		BD263 BD262	BD677 BD678	BD203 BD204	BD267 BD266	BD293 BD294	BD331 BD332
80 V	BD139 BD140	BD230 BD231		BD237 BD238		BD263A BD262A	BD679 BD680		BD267A BD266A		BD333 BD334
100 V						BD263B BD262B	BD681 BD682		BD267B BD266B		BD335 BD336

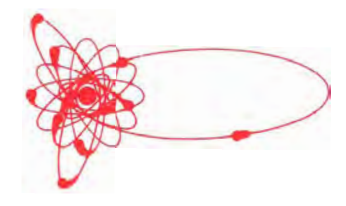
E C B

B C E

B C E

REVISTA "Miniwatt"

Publicación de aplicaciones electrónicas



Director:
LUIS ROIZ NORIEGA

Editor:
JUAN GARRIGA PUJOL

Redacción:
Mª DOLORES FORNS-SAMSO

Delineación y compaginación:
Mª CARMEN LAJUSTICIA

Suscripciones:
ROSA MARIA TORRES

Publicada por:

COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCION ANUAL
(11 números) 350 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 30 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:
Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

Depósito Legal: B.18.387-61
GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona





Nuevos termistores NTC de dos puntos para medida y control de temperatura entre —30° y + 200° C

ÍNDICE

VOLUMEN 15 - Número 2 **FEBRERO 1976**

SERIES DE VALORES PREFERIDOS PARA COMPONENTES ELECTRONICOS

SERIE	E6	E12	E24	E48
FACTOR	$\sqrt[6]{10}=1,46$	$\sqrt[12]{10}=1,21$	$\sqrt[24]{10}=1,10$	$\sqrt[48]{10}=1,04$
TOLER.	±20%	±12%	±5%	±2%
VALORES	10	10	10	100
				105
			11	110
				115
		12	12	121
				127
			13	133
				140
	15	15	15	147
				154
			16	162
				169
		18	18	178
				187
			20	196
				205
	22	22	22	215
				226
			24	237
				249
		27	27	261
				274
			30	287
				301
	33	33	33	316
				332
			36	348
				365
		39	39	383
				402
			43	422
				442
	47	47	47	464
				487
			51	511
				536
		56	56	562
				590
			62	619
				649
	68	68	68	681
				715
			75	750
				787
		82	82	825
				866
			91	909
				953

SERIE	R5	R10	R20	R40
FACTOR	$\sqrt[5]{10}=1,58$	$\sqrt[10]{10}=1,26$	$\sqrt[20]{10}=1,12$	$\sqrt[40]{10}=1,059$
TOLER.	±30%	±12%	±6%	±3%
VALORES	10	100	100	100
				106
			112	112
				118
		125	125	125
				132
			140	140
				150
	16	160	160	160
				170
			180	180
				190
		200	200	200
				212
			224	224
				236
	25	250	250	250
				265
			280	280
				300
		315	315	315
				335
			355	355
				375
	40	400	400	400
				425
			450	450
				475
		500	500	500
				530
			560	560
				600
	63	630	630	630
				670
			710	710
				750
		800	800	800
				850
			900	900
				950

CONVERTIDORES CC /CC PARA FUENTES DE ALIMENTACION CONMUTADA

En este artículo se describen los distintos tipos de convertidores de cc/cc para fuentes de alimentación por conmutación, se indican las principales fórmulas de diseño y se ponen de manifiesto las ventajas y desventajas de cada uno de ellos.

1. INTRODUCCION

Las fuentes de alimentación conmutadas se utilizan mucho en nuestros días debido a su poco peso y pequeño volumen. El corazón de estas fuentes de alimentación es el convertidor de corriente continua en corriente continua, el cual genera la tensión continua de salida requerida a partir de la tensión de red rectificada en su entrada. En este artículo se comparan las propiedades de los tres tipos fundamentales de convertidores (inverso, directo y contrafase). Estos convertidores son apropiados para alimentarse de la tensión de red rectificada, proporcionan una salida aislada, funcionan a unos 20 kHz (lo que excluye ruido audible y da pérdidas aceptables de conmutación del transistor), y tienen una potencia de salida nominal de 1000 W.

Los requisitos más importantes que rigen el diseño del convertidor son: tensión y corriente de salida, regulación y estabilización de la salida y margen de carga. El margen de carga requerido depende de la aplicación: de 0% a 100% para fuentes de alimentación de laboratorio, de 10% a 100% para fuentes de alimentación de aplicación general, de 50% a 100% para fuentes de alimentación diseñadas para aceptar pequeñas variaciones de carga, tales como fuentes de alimentación de computadores, y de 80% a 100% para pequeñas fuentes de alimentación de instrumentación.

Este artículo termina con una comparación cuantitativa de los tres tipos de convertidores funcionando bajo diversas condiciones de carga. Esta información ayuda al diseñador a elegir el circuito más adecuado.

2. NOMENCLATURA

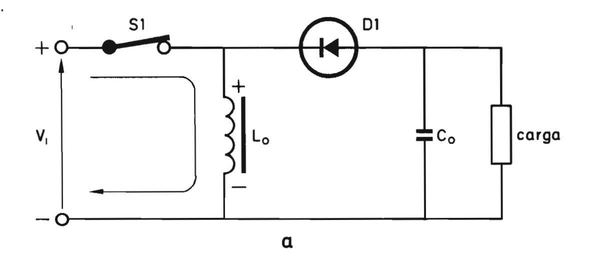
$B_{máx}$	máxima densidad de flujo recomendada
C_o	capacidad del condensador de salida del convertidor
f	frecuencia de conmutación del convertidor
i_C	corriente instantánea de colector
$I_{C\,máx}$	máxima corriente instantánea de colector
i_{co}	corriente instantánea en el condensador de salida del convertidor
$I_{co\,rms}$	valor eficaz de la corriente en el condensador de salida del convertidor
I_i	corriente continua de entrada del convertidor
i_L	corriente instantánea del choque
$I_{L\,máx}$	máxima corriente instantánea en el choque
$I_{L\,mín}$	mínima corriente instantánea en el choque
I_{Lr}	amplitud de la corriente de ondulación del choque (la mitad del valor de pico a pico)
i_{m1}	corriente magnetizante instantánea del primario
$I_{m1\,máx}$	máxima corriente magnetizante instantánea del primario
I_o	corriente continua de salida del convertidor
I_{ob}	corriente continua límite de salida del convertidor, debajo de la cual la tensión de salida se hace dependiente de la carga
L_1	inductancia del primario del transformador, o inductancia de la mitad del devanado del primario del transformador contrafase
L_2	inductancia del secundario del transformador, o inductancia de la mitad del devanado del secundario del transformador contrafase
L_o	inductancia de choque
n	relación de espiras entre primario y secundario
P_o	potencia de salida de corriente continua del convertidor
R_L	resistencia de carga del convertidor
$T = 1/f$	período de conmutación del convertidor
t_p	tiempo de conducción del transistor (impulso)
v_1	tensión instantánea en el primario del transformador
v_2	tensión instantánea en el secundario del transformador
v_{CE}	tensión instantánea colector-emisor
$V_{CE\,máx}$	máxima tensión instantánea colector-emisor
V_{eCH}	volumen efectivo del núcleo del choque
V_{eT}	volumen efectivo del núcleo del transformador
V_i	tensión continua de entrada del convertidor
v_L	tensión instantánea del choque
V_o	tensión continua de salida del convertidor
$\delta = t_p/T$	ciclo de trabajo del transistor (relación entre el tiempo de conducción y el período de conmutación del convertidor)
$\lambda = L_2/L_o$	relación entre la inductancia del secundario del transformador y la inductancia del choque.

3. EXAMEN DE LOS TIPOS DE CONVERTIDORES

3.1. Definición de términos

Para obtener una clara distinción entre los tres tipos de convertidores básicos, este apartado define los términos "convertidor inverso", "convertidor directo" y "convertidor contrafase". Los esquemas explicativos de las figuras 1, 2 y 3 muestran los conmutadores S_1 y S_2 (que representan a los transistores de conmutación), el inductor L_o de almacenamiento de energía, los diodos D_1 y D_2 y el condensador C_o de aplanamiento de la tensión de salida.

En el *convertidor inverso* (fig. 1), la energía se almacena inductivamente durante los períodos de conducción del transistor, después (durante la "inversión" o períodos de bloqueo del transistor) pasa a la carga. El conmutador S_1 se abre y cierra periódicamente. En la figura 1a, el conmutador S_1 está cerrado (conducción del transistor) y la energía se transfiere desde el generador de entrada de corriente continua a L_o. En la figura 1b, el conmutador S_1 está abierto (bloqueo del transistor) y la energía pasa de L_o a la salida; es decir, L_o



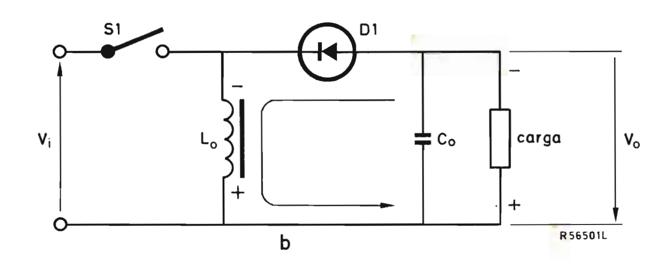
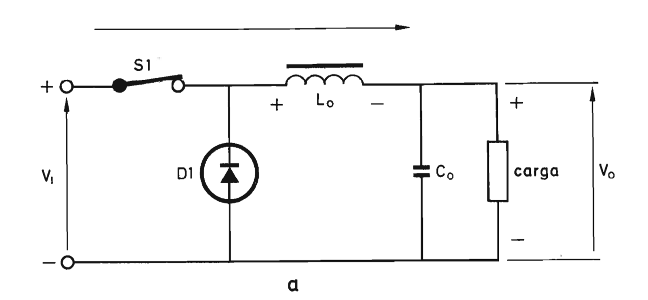


Figura 1. Principio del convertidor inverso.

obliga a D_1 a conducir invirtiendo su tensión de modo que aumenta la tensión continua de salida V_O que carga a C_O. Toda la energía de la carga estaba primero almacenada en L_O. Obsérvese la polaridad opuesta de V_i y V_O.

En el *convertidor directo* (fig. 2) la energía se almacena en el inductor y pasa a la carga simultáneamente durante el período de "avance" o período de conducción del transistor: en la figura 2a, S_1 está cerrado. Mientras S_1 está abierto (fig. 2b), L_O tiene una tensión inversa que obliga a conducir a D_1. Por tanto, la energía sigue alimentando a la carga ya que el diodo permite una circulación prolongada de corriente inductiva (acción filtradora de corriente): por esto a D_1 se le llama diodo de "efecto de volante" (idénticas aplicaciones en controladores con tiristores). No toda la energía de la carga sale de L_O; parte de ella es suministrada directamente por el generador de entrada de corriente continua. Obsérvese que V_i y V_O tienen la misma polaridad.

El *convertidor en contrafase* (fig. 3) consta de dos convertidores directos funcionando en anti-fase (acción contrafase). Con S_1 cerrado, D_2 conduce (fig. 3a) mientras que D_1 conduce durante el tiempo que S_2 está cerrado (fig. 3b). Como en el caso del convertidor directo, no toda la energía de la carga estaba previamente almacenada en L_O.



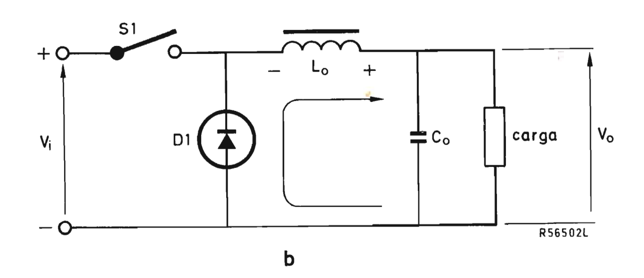


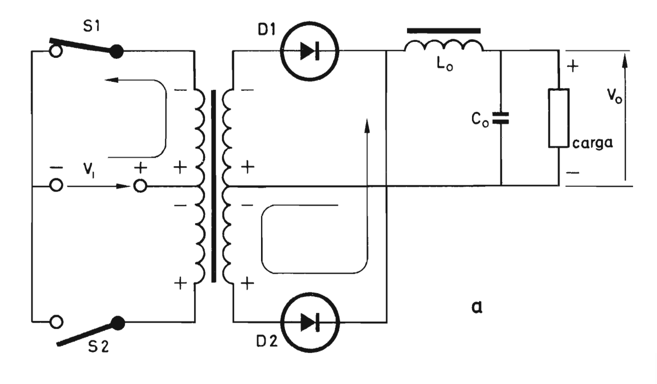
Figura 2. Principio del convertidor directo.

3.2. Aislamiento de la red

Por razones de seguridad, en muchos casos es necesario el aislamiento de la red. Los convertidores inversos no necesitan otros elementos inductivos porque el choque puede estar provisto de un devanado adicional. (Aunque en los esquemas aparece como transformador, este elemento se considera en este artículo como *choque* de acuerdo con su función.) En el convertidor en contrafase, el transformador es esencial para el funcionamiento del circuito de modo que exista aislamiento. En el convertidor directo hay que añadir un transformador. Debe observarse que el convertidor inverso es menos costoso y el sistema más sencillo ya que es el único circuito que necesita un sólo elemento inductivo, incluso con aislamiento de red.

3.3. Convertidor inverso

En la figura 4a se muestra el esquema de un convertidor inverso con aislamiento de red, provisto de un choque de doble devanado y en la figura 4b se muestra la forma de onda de estado estable de la corriente inductiva. El funcionamiento del circuito es el siguiente. Durante la conducción de TR_1, D_1 está bloqueado y la energía



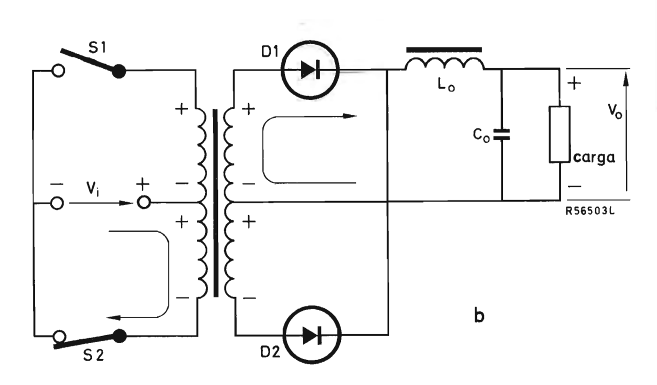


Figura 3. Principio del convertidor en contrafase.

se almacena en el choque (acumulación de corriente en el primario). Mientras TR_1 está bloqueado, la tensión de choque tiene una polaridad inversa, D_1 conduce y la energía inductiva se descarga ahora en la salida (corriente de caída en el secundario). En el esquema, i_L es la corriente reflejada en el devanado del secundario. En realidad circula corriente en el primario y en el secundario alternativamente, de modo que el choque no transporta continuamente energía como un transformador sino que acumula energía durante la primera parte del ciclo y la descarga durante la última parte.

Durante la conducción de TR_1, la tensión del secundario es V_i/n y por esto la pendiente de aumento de corriente en la figura 5 es $V_i/(nL_O)$. Con el bloqueo de TR_1 la tensión del secundario (invertida) es V_O y la pendiente de caída de corriente pasa a $-V_O/L_O$. Con valores de L_O más bajos, las pendientes aumentan, como se representa para una corriente de salida I_O dada. Por tanto, un valor más bajo de L_O (inductor menos costoso) da una mayor relacion entre corriente de pico y corriente media y aumentan las influencias en los componentes del circuito.

La figura 6a ilustra el caso de corriente de choque *no interrumpida* (circulando corriente en el primario o secundario). De las formas de onda se deduce, que la corriente del choque del secundario i_L se expresa de la siguiente forma:

$$i_L = I_{L\,mín} + \frac{V_i}{n\,L_O}\,t,\ 0 \leqslant t \leqslant \delta T, \qquad (1)$$

$$i_L = I_{L\,máx} - \frac{V_O}{L_O}\,(t - \delta T),\ \delta T \leqslant t \leqslant T, \qquad (2)$$

donde L_O es la inductancia del choque del secundario.

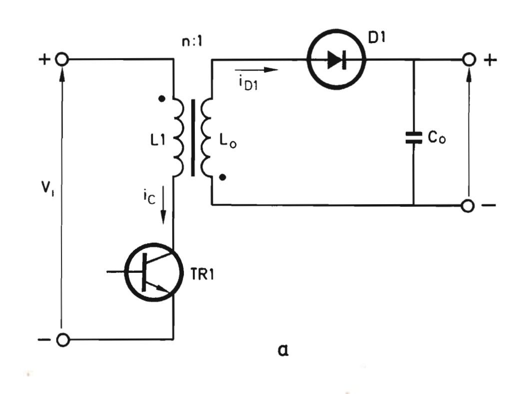
El aumento de corriente en el período de 0 a δT es $V_i \delta T/(nL_O)$ y el descenso en el período de δT a T es $V_O T(1-\delta)/L_O$. En el estado estable, el aumento es igual al descenso; por tanto, la tensión continua de salida está dada por:

$$V_O = \frac{\delta V_i}{n\,(1-\delta)}\,. \qquad (3)$$

Como se ve, V_O es independiente de la corriente de carga, así existiría resistencia de salida igual a cero si no hubieran pérdidas. Con δ constante, V_O apenas varía: *control de tensión constante.*

La corriente continua de carga I_O está representada por la zona de corriente de caída (i_{D1}) de la figura 4b:

$$I_O = \frac{I_{L\,máx} + I_{L\,mín}}{2}\,(1-\delta). \qquad (4)$$



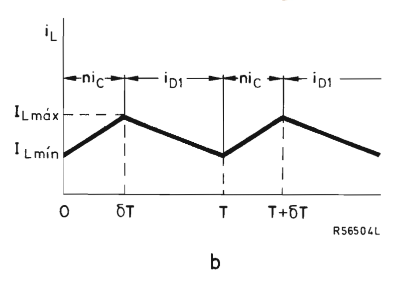


Figura 4. Convertidor inverso. (a) esquema del circuito, (b) forma de onda de la corriente de estado estable reflejada en el secundario.

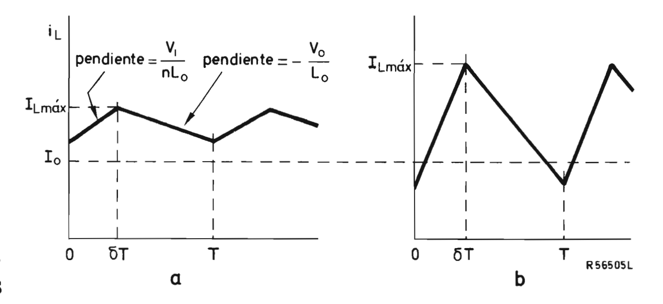


Figura 5. Corriente del choque (reflejada en el secundario) en función del valor de la inductancia: (a) valor de L_O alto, (b) valor de L_O pequeño.

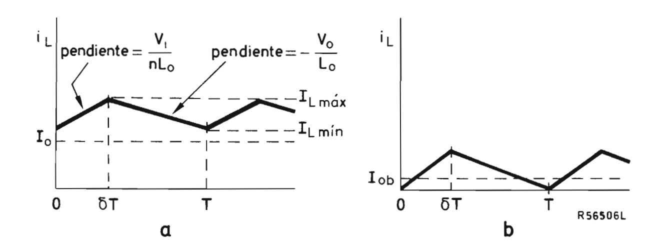


Figura 6. El modo de operación con corriente del choque no interrumpida lleva consigo el control de tensión constante: (a) corriente del choque no interrumpida, (b) caso límite.

Como las pendientes positiva y negativa de la corriente del choque no están afectadas por I_O, la envolvente de la forma de onda de la corriente sube y baja simplemente cuando I_O cambia.

Si I_O se reduce hasta el valor I_{Ob}, $I_{L\ mín}$ se hace igual a cero y se presenta una situación límite en la que i_L no es interrumpida (es continua); véase la figura 6b. Este modo de funcionamiento de choque resonante, se presenta en convertidores autoexcitados donde el transistor pasa a conducción inmediatamente extrayendo energía del choque. Una desventaja importante del convertidor de choque resonante es que la potencia de salida sólo puede controlarse variando la frecuencia de conmutación. Para la máxima demanda de potencia, la frecuencia más alta se presenta para la máxima corriente de colector. Además los filtros de aplanamiento y de supresión de interferencias deben diseñarse para una banda ancha de frecuencias (10 kHz a 75 kHz, por ejemplo).

Si I_O disminuye aún más, la corriente del choque se vuelve *interrumpida* (fig. 7). La pendiente positiva de la corriente no varía pero la pendiente negativa aumenta con el decrecimiento de I_O porque V_O ahora crece; compárense las figuras 7a y 7b. Con la caída a cero de la corriente del choque en cada ciclo toda la energía inductiva $1/2\ L_O I^2_{L\ máx}$ se descarga en la carga (pérdidas despreciables). Como consecuencia,

$$P_O = ½ L_O\, I^2_{L\ máx}/T,$$

donde

$$I_{L\ máx} = V_i\, \delta\, T/(n\, L_O)$$

como se ve en la figura 7a, por tanto,

$$P_O = V_i^2\, \delta^2\, T/(2n^2 L_O).$$

es independiente de I_O y resultaría potencia constante con δ dado si las pérdidas fueran cero: *control de potencia constante*. Con la potencia constante, V_O es inversamente proporcional a I_O.

La figura 8 muestra las características de salida normalizadas del convertidor donde la curva a trazos representa el límite entre el modo de funcionamiento de corriente interrumpida (área de la izquierda) y el modo de funcionamiento de corriente no interrumpida (área de la derecha). Las porciones hiperbólicas de las líneas de carga caracterizan el control de potencia constante. La operación con corriente no interrumpida reduce al mínimo el efecto de las variaciones de la corriente de carga; esto es atractivo desde el punto de vista de la estabilización de la tensión de salida porque sólo deben impedirse las variaciones de la tensión de entrada y las pérdidas del circuito. Así, para simplificar el circuito de estabilización de tensión, se recomienda que la corriente de carga no caiga por debajo del valor límite I_{Ob} correspondiente a la línea de trazos. Una conclusión similar es válida para los circuitos directo y en contrafase que se estudiarán después.

Choque

La inductancia de choque (transformador) depende entre otras cosas de la mínima corriente de carga que el convertidor puede ceder y de la frecuencia de conmutación. En una fuente de alimentación conmutada se requiere normalmente aislamiento de red de modo que el choque consta de dos devanados separados.

La comparación de los convertidores se hará en el apartado 4, el volumen del núcleo del choque se expresa como:

$$V_{eCH} = \mu_O \mu_e I^2_{L\ máx} L_O / B^2_{máx}, \qquad (5)$$

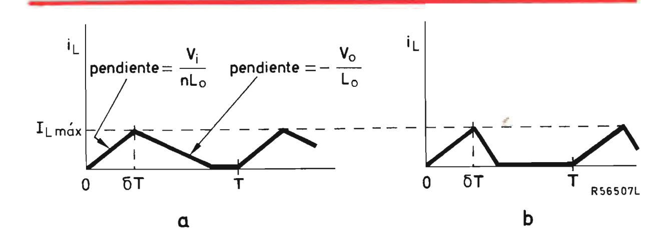


Figura 7. El modo de operación con corriente de choque interrumpida lleva consigo el control de potencia constante. Se muestra la corriente del choque para diferentes cargas (la forma de onda de la derecha corresponde a menor carga).

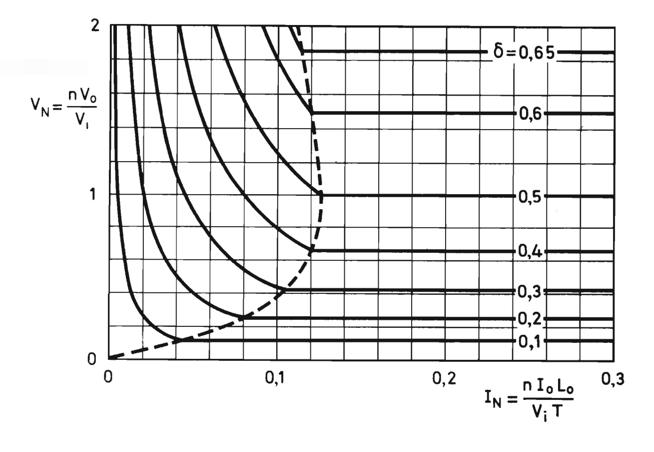


Figura 8. Características de salida del convertidor inverso. La curva de trazos representa la condición límite.

donde $I_{L\ máx}$ se determina por la corriente de carga, y μ_e y $B_{máx}$ dependen del material del núcleo (ferroxcube grado 3C8 o hierro de silicio de grano orientado). Se debe hacer que la permeabilidad relativa, μ_e, sea bastante grande para prevenir que V_{eCH} se vuelva demasiado pequeña dando lugar a pérdidas inaceptables en el cobre y, como consecuencia, a un excesivo aumento de temperatura. En los cálculos de comparación se elige V_{eCH} de modo que el aumento de temperatura del choque sea de unos 40°C.

La variación de la inducción magnética, ΔB, está provocada por la corriente de ondulación $I_{L\ máx} - I_{L\ mín}$. La inducción máxima $B_{máx}$ corresponde a $I_{L\ máx}$,

así $\Delta B = (I_{L\ máx} - I_{L\ mín})\ B_{máx}/I_{L\ máx}$.

Las pérdidas en el núcleo son proporcionales a V_{eCH} y a ΔB^n, donde n es 1,5 a 2,5 (2,5 para ferroxdure grado 3C8, 2 para hierro de silicio de grano orientado). Si ΔB es pequeña, pueden despreciarse las pérdidas en el núcleo.

Transistor

La tensión y corriente del transistor deben elegirse de acuerdo con la tensión continua de entrada disponible y la potencia de salida requerida. La máxima corriente del transistor $I_{C\ máx}$ y la tensión de pico colector-emisor $V_{CE\ máx}$ que se presentan en el convertidor inverso, se expresan del siguiente modo:

$$I_{C\ máx} = I_{L\ máx}/n \qquad (6)$$

$$V_{CE\ máx} = V_i/(1 - \delta) \qquad (7)$$

Para limitar la tensión de colector a un valor seguro, el ciclo de trabajo del transistor δ debe mantenerse suficientemente bajo. Para fuentes de alimentación conmutadas $\delta_{máx}$ se toma normalmente igual a 0,45, lo cual restringe la tensión de pico de colector al doble de la tensión continua de entrada V_i.

El circuito convertidor debe diseñarse de modo que las pérdidas de conmutación se mantengan dentro de los límites de seguridad. Cuando el transistor pasa a corte, la carga inductiva provocaría una repentina subida de la tensión de colector de modo que esta última alcanzaría su valor de pico antes de que la corriente de colector se hiciera igual a cero, si no se incluyera una red protectora. Para asegurar el buen funcionamiento, la corriente de colector debe caer a cero antes que la tensión de colector alcance el valor límite definido por el área de funcionamiento seguro (SOAR).

El circuito protector de la figura 9 asegura que se satisface esta condición. Cuando el transistor pasa a corte, la carga de C_1 a través de D_2 detiene la subida de la tensión del colector. Mientras el transistor conduce, R_1 limita la corriente de descarga del condensador a un nivel seguro. (Se impone un límite superior a R_1 por el requisito de que C_1 debe descargarse totalmente incluso durante el tiempo más corto de conducción del transistor.)

Condensador de salida

El valor del condensador de salida se determina a partir de la ondulación permisible en la salida y de la deseada respuesta a transitorios del convertidor. Es esencial comprobar que el valor eficaz de la corriente de ondulación que se espere circule a través del condensador no exceda el valor permitido por este condensador. La forma de onda de la corriente de ondulación se muestra en la figura 10 y se puede expresar de la siguiente forma:

$$I^2_{CO\ rms} = \frac{I^2_O}{1-\delta}\left\{\delta + \left(\frac{I_{Ob}}{I_O\sqrt{3}}\right)^2\right\} \qquad (8)$$

La corriente de ondulación aumenta con I_O. Cuando I_O es alta con respecto al valor límite I_{Ob}, y δ es igual a 0,45 (máximo valor en cualquier circuito práctico), se tiene:

$$I_{CO\ rms} \approx I_O. \qquad (9)$$

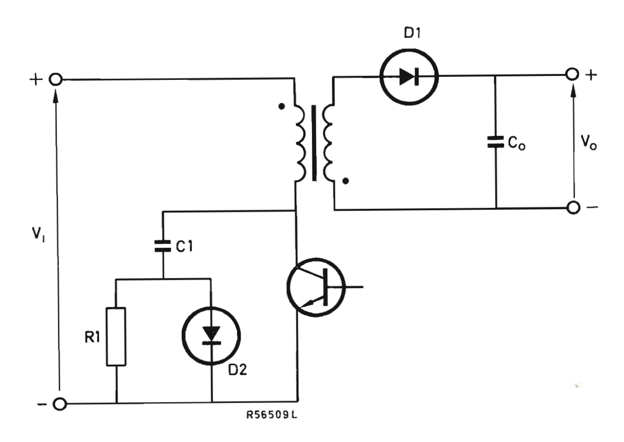


Figura 9. Convertidor inverso utilizando el circuito moderador.

Variantes del circuito

El convertidor inverso no aislado, descrito anteriormente, se representa una vez más en la figura 11.

El convertidor de la figura 12 utiliza dos transistores conmutados simultáneamente. Los diodos fijadores D_2 y D_3 limitan la tensión del primario y también la tensión de colector al valor V_i. Debido a que la tensión inversa del transformador (que se presenta cuando TR_1 y TR_2 están bloqueados) está fijada a V_i, δ no debe ser mayor que 0,5; de otro modo la cantidad neta de voltio-segundos no se haría igual a cero y el núcleo se saturaría.

El circuito de salidas múltiples de la figura 13 ilustra la simplicidad del convertidor inverso; cada salida tiene sólo un diodo y un condensador de salida. El choque de devanado múltiple es común a estas salidas.

3.4. Convertidor directo

La figura 14 da el circuito del convertidor directo con aislamiento de red y la figura 15 muestra las formas de onda. Obsérvese la conexión inversa del secundario comparada con la del convertidor inverso (fig. 4a). Como se ve, se necesitan dos componentes inductivos: el transformador para el aislamiento y el choque para el almacenamiento de energía. Mientras TR_1 conduce, D_1 conduce y la energía se transfiere a la carga y se almacena en L_O por la acción del transformador. Con TR_1 bloqueado, la tensión del transformador tiene la polaridad invertida de modo que D_1 se bloquea. Ahora el diodo de efecto de volante D_2 conduce y L_O sigue cediendo energía a la salida.

El diodo D_3 y el tercer devanado proporcionan la desmagnetización del transformador después de la conducción de TR_1; véanse las formas de onda rayadas en la figura 15. Durante la conducción de TR_1, la corriente magnetizante crece a $\delta TV_i/L_1$. En cuanto se bloquea TR_1, la corriente magnetizante se transfiere al tercer devanado y la energía magnética vuelve a la entrada de corriente continua. El tercer devanado debe estar íntima-

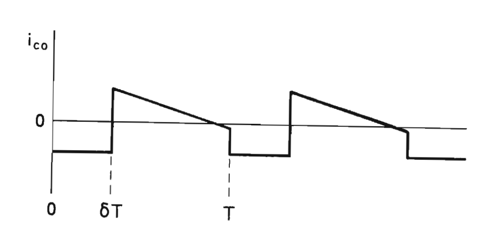


Figura 10. Corriente de ondulación del condensador de salida.

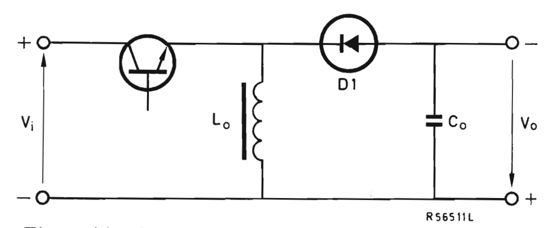


Figura 11. Circuito del convertidor inverso no aislado.

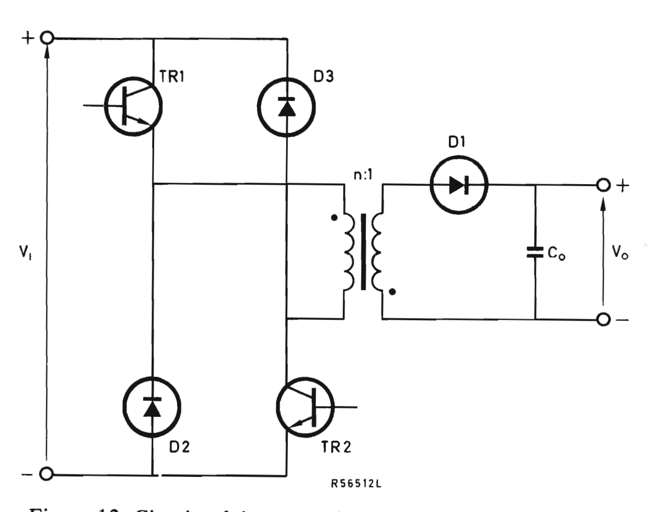


Figura 12. Circuito del convertidor inverso con dos transistores.

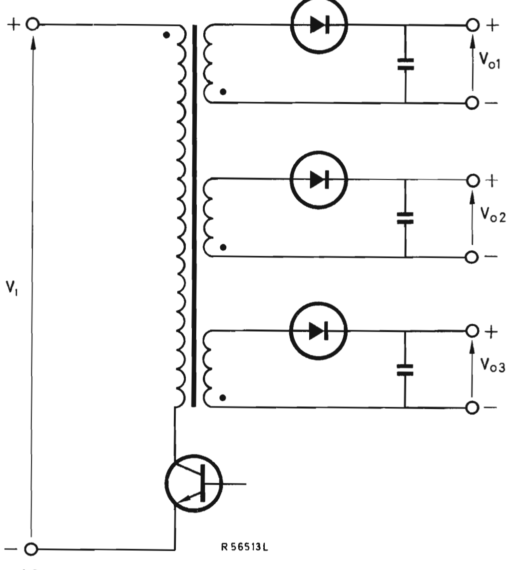


Figura 13. Circuito del convertidor inverso con salidas múltiples.

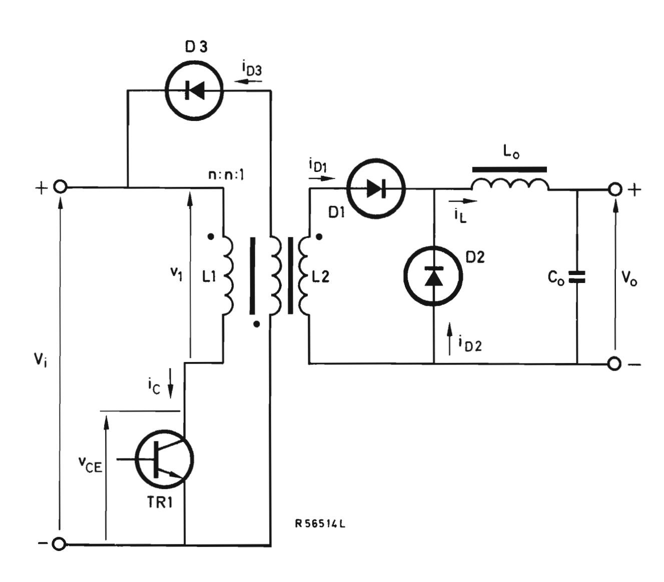


Figura 14. Circuito del convertidor directo aislado. Las formas de onda se muestran en la figura 15.

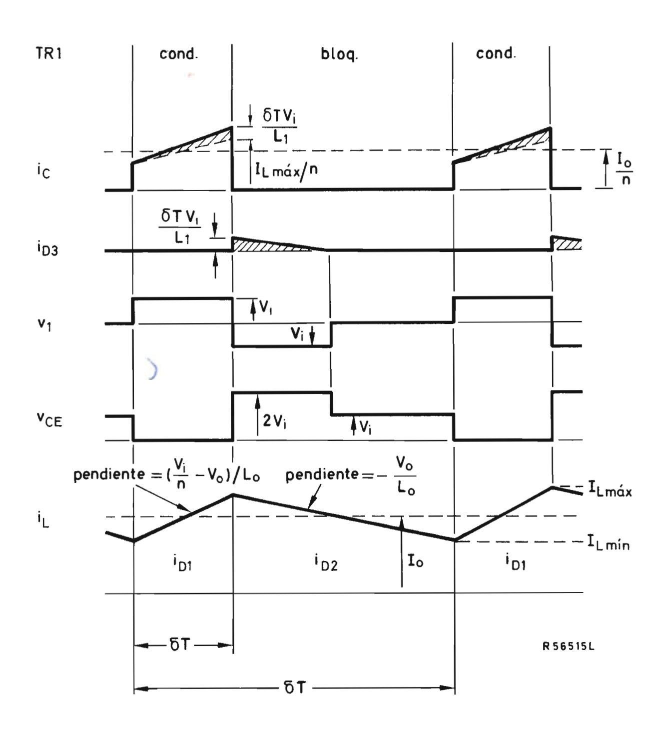


Figura 15. Formas de onda del convertidor directo aislado (fig. 14) para corriente del choque no interrumpida. La corriente magnetizante del transformador aparece rayada.

mente acoplado al primario para eliminar los impulsos parásitos de tensión mientras TR_1 se conmuta a corte. El tercer devanado y el diodo limitan la tensión de pico del transistor a un valor igual al doble de la tensión continua de entrada, pero δ no debe ser superior que 0,5 para prevenir la saturación del núcleo (fig. 16).

Como se ve en la forma de onda i_L de la figura 15, el aumento de corriente es:

$$\delta T\{(V_i/n) - V_O\}/L_O$$

y el descenso de corriente es:

$$T(1-\delta)V_O/L_O$$

igualando ambos, se tiene:

$$V_O = \delta\ V_i/n \qquad (10)$$

La corriente de salida deducida de la forma de onda i_L es:

$$I_O = ½(I_{L\,máx} + I_{L\,mín}). \qquad (11)$$

Las pendientes positiva y negativa de la forma de onda i_L no están afectadas por I_O; lo mismo se aplica a la corriente de ondulación $I_{L\,máx} - I_{L\,mín}$ en el choque y en el condensador de salida.

La característica de salida normalizada, figura 17, como en el convertidor inverso, muestra que hay dos zonas de funcionamiento: la zona de la derecha de la curva de trazos donde la corriente del choque no se interrumpe y la zona de la izquierda donde la corriente se interrumpe.

Choque

Véase el encabezamiento "choque" del apartado anterior.

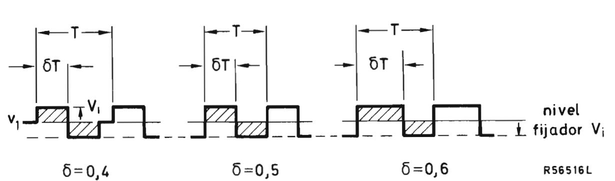


Figura 16. Cuando se fija la tensión del transformador, la cantidad neta de voltiosegundos no es mayor que cero para δ superior a 0,5 (véanse zonas rayadas).

Transformador

El mínimo volumen del núcleo del transformador requerido es:

$$V_{eT\ mín} = \mu_o \mu_a I^2_{m1\ máx}\, L_1/B^2_{máx} \qquad (12)$$

donde, a partir de la figura 15 y de la ecuación 10 se tiene:

$$I_{m1\ máx} = n\ V_o\ T/L_1, \qquad (13)$$

La corriente magnetizante es pequeña cuando se cumple la siguiente condición:

$$L_2 = 2 \text{ a } 6 \text{ veces } L_o \qquad (14)$$

Debe tomarse el mayor volumen del núcleo del transformador que se obtenga de la ecuación 12, de otro modo el aumento de temperatura del transformador sería excesivo. También se proporciona un mayor volumen del núcleo para los transitorios de carga, que aumentan temporalmente el ciclo de trabajo del transistor y así la magnetización del transformador. Como resultado, las pérdidas en el cobre y en el núcleo, P_W y P_c, tienden a valores iguales:

$$P_W \approx P_c \qquad (15)$$

Transistor

La corriente y la tensión de pico del colector se deducen de las formas de onda i_C y v_{CE} de la figura 15 y de la ecuación 10:

$$I_{C\ máx} = \frac{I_{L\ máx}}{n} + \frac{n\ V_o\ T}{L_1}, \qquad (16)$$

$$V_{CE\ máx} = 2\ V_i. \qquad (17)$$

La forma de onda v_{CE} muestra que la tensión de pico del colector $2V_i$ se mantiene mientras que D_3 conduce (compárese con la forma de onda i_{D3}), es decir, hasta el instante $2\delta T$ (en la práctica por un tiempo más corto debido a las pérdidas). Debe observarse que, en oposición con el convertidor inverso, la tensión del transistor ha disminuido a V_i antes que el transistor se conmute a conducción; esto reduce considerablemente la disipación del paso a conducción. Para reducir las pérdidas de paso a corte, se debe incorporar el circuito moderador de la subida de tensión (véase figura 9).

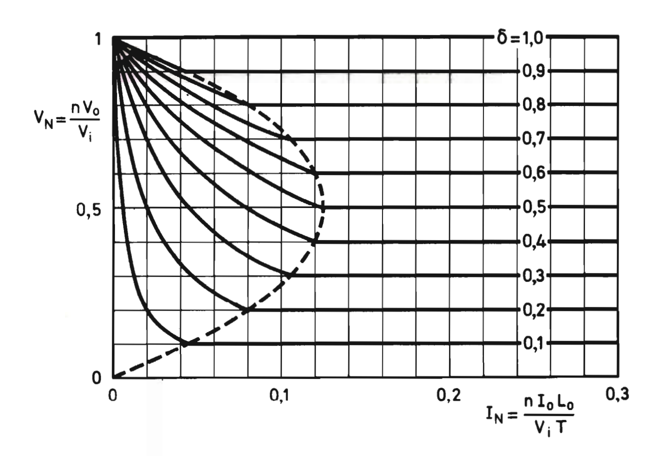


Figura 17. Características de salida del convertidor directo. La curva de trazos representa la condición límite. Sólo se permite que δ sea mayor que 0,5 en el convertidor no aislado.

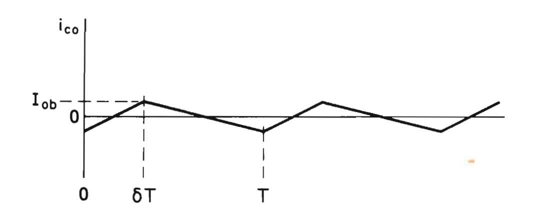


Figura 18. Corriente de ondulación del condensador de salida con respecto a I_{ob}.

Condensador de salida

Debido a que el diodo de efecto de volante proporciona una acción aplanadora de corriente, la corriente de ondulación es mucho menor que en el caso del convertidor inverso. La corriente del condensador es independiente de I_o. El análisis de la forma de onda de la corriente del condensador que se muestra en la figura 18 da:

$$I_{co\ rms} = I_{ob}/\sqrt{3} \approx 0{,}6\ I_{ob}. \qquad (18)$$

Variantes del circuito

La figura 19 muestra el circuito no aislado descrito anteriormente; el ciclo de trabajo del transistor puede ser mayor que 0,5 porque no se incluye un transformador.

En la figura 20 se muestra el convertidor directo con

una red C_1 R_1 D_3 adicional para absorber la energía magnética del transformador; esta red actúa como un rectificador de pico cargando a C_1 hasta $2V_i$. Hay un límite para el tamaño de los componentes, lo que restringe la capacidad de la red para absorber energía magnética; además, este circuito sólo es adecuado para convertidores de baja potencia. La red limita la tensión del transformador a $2V_i$.

El circuito de la figura 21 utiliza dos transistores conmutados simultáneamente. Al igual que en el convertidor inverso (fig. 12) la tensión del transistor no sube por encima de V_i.

El convertidor directo de salidas múltiples necesita más componentes que el convertidor inverso; cada salida requiere dos diodos rectificadores, un choque y un condensador de salida, y por eso se utiliza menos.

Figura 20. Circuito del convertidor directo con una red $C_1R_1D_3$ adicional que absorbe energía (reemplazando al devanado desmagnetizante y al diodo).

3.5. Convertidor en contrafase

El convertidor en contrafase "convencional" –esquema y formas de onda en las figuras 22 y 23– es una combinación de dos convertidores directos funcionando en anti-fase. Los diodos D_1 y D_2 rectifican la tensión del secundario del transformador y se cede energía a L_O y a la carga (subida de i_L). En los intervalos entre conducción del transistor, el secundario del transformador está cortado porque D_1 y D_2 funcionan como diodos de efecto de volante (en paralelo), pasando la corriente de carga sostenida por L_O (caída de i_L). Mientras un transistor conduce, la tensión en el otro es la suma de las tensiones en los devanados del primario, o sea $2V_i$; con ambos transistores bloqueados, la tensión del transformador es igual a cero y la tensión del transistor es V_i.

Debido a que el aumento y el descenso de la corriente i_L del choque en la figura 23, son iguales, la tensión continua de salida está dada por:

$$V_O = 2\,\delta\,V_i/n, \quad (19)$$

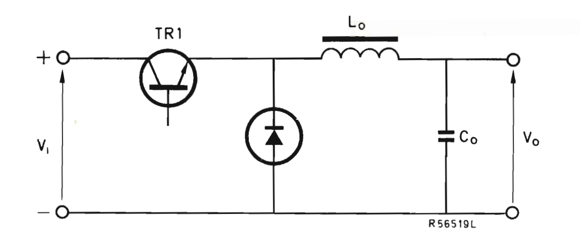


Figura 19. Circuito del convertidor directo no aislado.

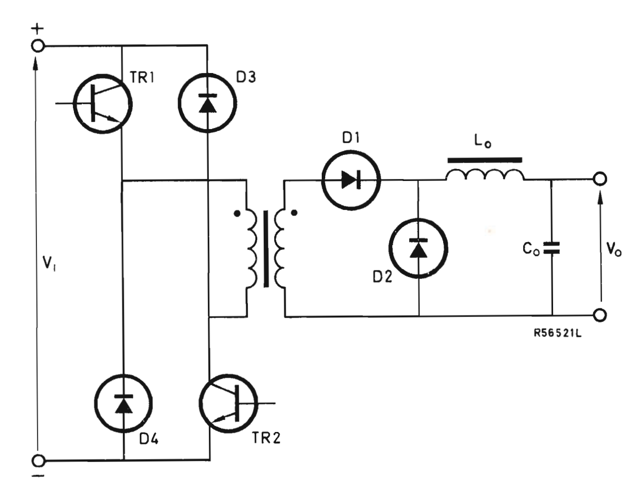


Figura 21. Circuito del convertidor directo con dos transistores.

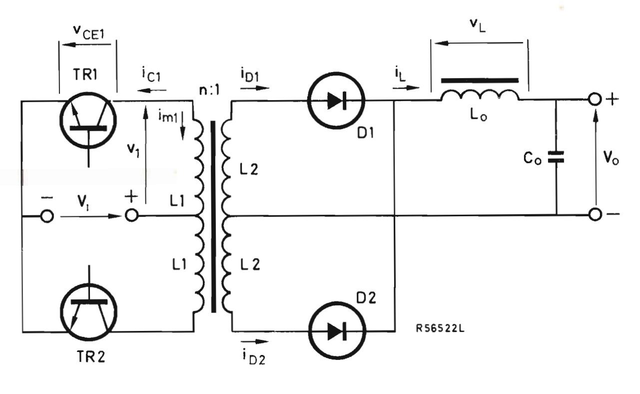


Figura 22. Circuito del convertidor en contrafase convencional; las formas de onda se muestran en la figura 23.

en la que δ debe permanecer por debajo de 0,5 para evitar un cortocircuito de la entrada a través de los transistores y el transformador.

La corriente de salida se halla a partir de la forma de onda i_L:

$$I_O = ½(I_{L\,máx} + I_{L\,mín}) \quad (20)$$

La figura 23 muestra la corriente magnetizante (rayada) y su efecto en la forma de onda de la corriente del transistor y del diodo. Durante la conducción del transistor, la corriente magnetizante varía linealmente de $-(\delta\ TV_i)/(2L_1)$ a $+(\delta\ TV_i)/(2L_1)$. Cuando el transistor se conmuta a corte, el primario está en circuito abierto y la corriente magnetizante tiene que pasar a través de D_1 y D_2 en serie (véanse partes rayadas en las formas de onda i_{D1} y i_{D2}). Por tanto, la corriente de carga y la corriente magnetizante se suman en un diodo y se restan en el otro. Con una corriente de carga pequeña, un diodo deja de conducir prematuramente inhibiendo así la circulación de la corriente magnetizante, la cual, como consecuencia, se desvía a través del diodo conductor hacia el condensador de salida. Por tanto, este condensador se carga y la tensión de salida aumenta. Si la corriente de salida se hace muy pequeña, los diodos conducen insuficientemente para llevar la corriente magnetizante total. Entonces, parte de esta corriente se devuelve al generador de entrada de corriente continua a través de la acción inversa del transistor o por los diodos, los cuales para este propósito se conectan a veces en paralelo con los transistores. La figura 24 ilustra la forma de onda de la corriente magnetizante para diferentes niveles de la corriente de carga; se ve que la corriente magnetizante aumenta cuando la corriente de carga se aproxima a cero.

Las características de salida normalizadas se dan en la

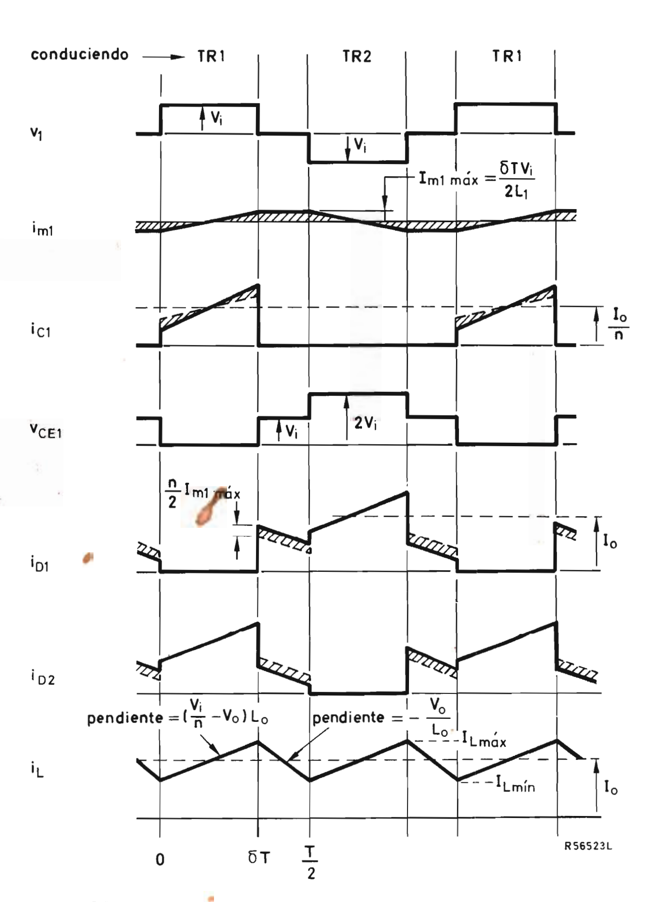


Figura 23. Formas de onda del convertidor en contrafase (fig. 22) para corriente del choque no interrumpida. El efecto de la corriente magnetizante aparece rayado.

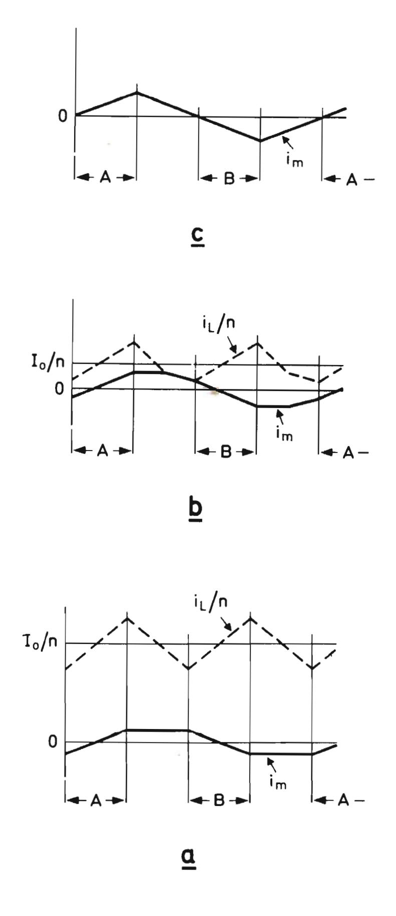


Figura 24. Interacción entre la corriente magnetizante y la corriente del choque: (a) corriente de carga elevada, (b) corriente de carga pequeña, (c) corriente de carga igual a cero. Obsérvese que la corriente magnetizante aumenta al disminuir la corriente de carga. A = período de excitación positiva de base, de TR_1, B = período de excitación positiva de la base de TR_2.

figura 25. La línea límite corresponde a la corriente de carga, por debajo de la cual parte de la energía magnética del transformador se almacena en el condensador de salida provocando el aumento de la tensión de salida al disminuir la corriente de carga.

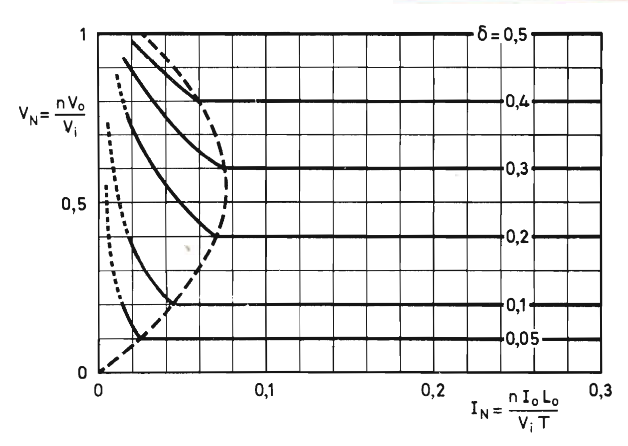


Figura 25. Características de salida del convertidor en contrafase para $\lambda = L_2/L_O = 10$. La línea de trazos representa la condición límite.

Choque

El volumen del choque, de acuerdo con la ecuación 5, es:

$$V_{eCH} = \mu_O \mu_e I_{L\,máx}^2 L_O / B_{máx}^2 \qquad (21)$$

El choque funciona con doble frecuencia de ondulación, lo cual duplica las pérdidas en el núcleo.

Transformador

Los convertidores directo e inverso utilizan sólo la mitad de la curva BH. Debido a que en el convertidor en contrafase se utilizan ambas medias curvas, podría esperarse que la sección del núcleo y, por tanto, el volumen del núcleo sean la mitad. Esto no es así a causa de: (a) el aumento de corriente magnetizante para corriente de carga pequeña (fig. 24), (b) la magnetización asimétrica debida, por ejemplo, a tiempo de conducción desigual de los transistores. Por tanto, si no se toman medidas para reducir la asimetría, el paso de la corriente magnetizante de $-I_{m1\,máx}$ a $+I_{m1\,máx}$ debe hacerse corresponder en los cálculos aproximadamente de $-1/2\,B_{máx}$ a $+1/2\,B_{máx}$, para fuentes de alimentación de alto rendimiento, lo que da lugar a que el volumen del núcleo sea el doble del valor teórico; para otros diseños son adecuados otros valores entre $\pm 1/2\,B_{máx}$ y próximos a $\pm B_{máx}$. Los límites de magnetización propuestos aseguran de este modo que la inducción permanezca por debajo del máximo nivel recomendado si, a causa de transitorios de carga, aparecen altos valores del ciclo de trabajo del transistor. Puesto que se recomendó anteriormente que la máxima densidad de flujo se tome como $1/2\,B_{máx}$, el volumen del núcleo del transformador es:

$$V_{eT} = 4\mu_O \mu_a I_{m1\,máx}^2 L_1 / B_{máx}^2, \qquad (22)$$

donde, de la figura 23 y de la ecuación 19 se tiene:

$$I_{m1\,máx} = \frac{n\,V_O\,T}{4\,L_1}. \qquad (23)$$

La relación de L_2 a L_O debe tomarse algo mayor que en el caso de convertidor directo, a causa del aumento de la corriente magnetizante con carga pequeña:

$$L_2 = 4 \text{ a } 8 \text{ veces } L_O. \qquad (24)$$

Transistores

La corriente y la tensión de pico de colector se deducen de la figura 23 y de la ecuación 23:

$$I_{C\,máx} = \frac{I_{L\,máx}}{n} + \frac{n\,V_O T}{4\,L_1}, \qquad (25)$$

$$V_{CE\,máx} = 2\,V_i. \qquad (26)$$

En el paso a corte y a conducción resultan pequeñas pérdidas debido a que antes de conmutar a conducción e inmediatamente después de conmutar a corte, la tensión del transistor no es mayor que V_i.

Condensador de salida

El valor eficaz de la corriente del condensador, cuya forma de onda se muestra en la figura 26, es:

$$I_{co\,rms} = I_{ob}/\sqrt{3} \approx 0{,}6\,I_{ob}. \qquad (27)$$

Variantes del circuito

En el circuito en contrafase de terminación sencilla de la figura 27, el punto M común entre C_1 y C_2 está al potencial $V_i/2$. Así, la tensión del transformador oscila

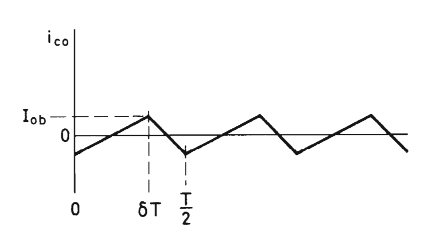


Figura 26. Corriente de ondulación del condensador de salida respecto a I_{ob}.

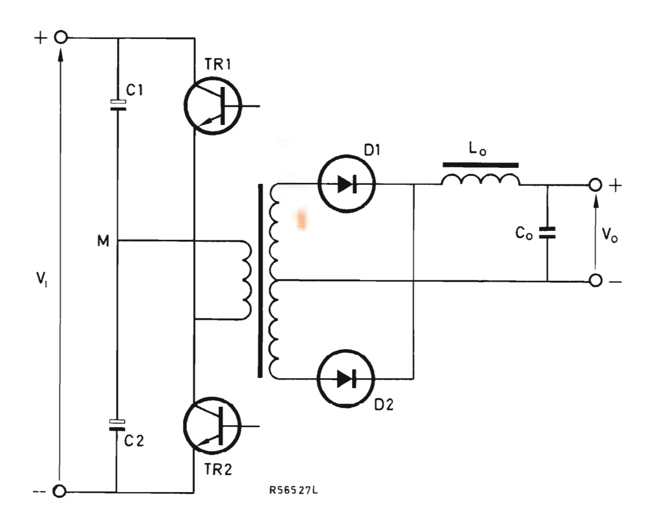


Figura 27. Circuito del convertidor en contrafase de terminación simple.

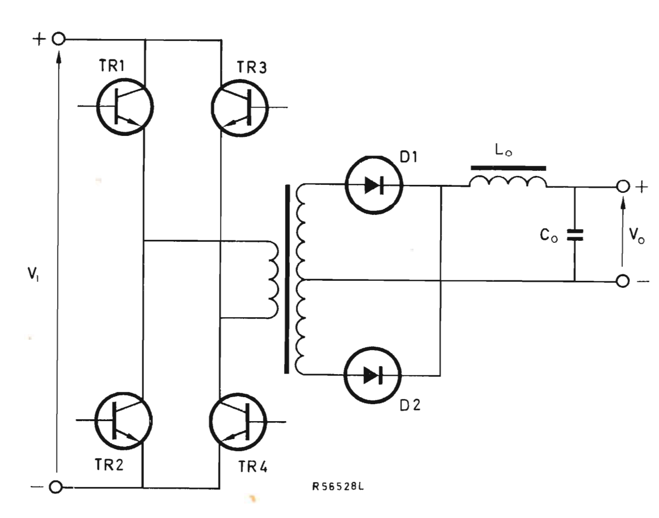


Figura 28. Circuito del convertidor de puente.

entre $+V_i/2$ y $-V_i/2$ y, considerando V_i y $V_{CE\ máx}$ iguales, la potencia de salida de este circuito es igual a la mitad de la del convertidor en contrafase convencional. Los transistores pueden tener una tensión nominal menor puesto que la tensión de pico de los transistores no excede a V_i.

En el circuito puente, figura 28, los transistores TR_1 y TR_4 conducen y se bloquean simultáneamente, y lo mismo ocurre para TR_2 y TR_3, lo cual hace que la tensión del transformador oscile entre $+V_i$ y $-V_i$. Las ventajas del circuito son que entrega la misma potencia de salida que el convertidor en contrafase convencional (con V_i y $V_{CE\ máx}$ iguales) y que no impone más que V_i a los transistores. Un inconveniente es la necesidad de utilizar cuatro transistores con su circuito de excitación de base más complejo.

4. EVALUACION DE LOS CONVERTIDORES

4.1. Tabla de ecuaciones

La tabla 1 resume los convertidores estudiados y da sus ecuaciones basadas en una relación de espiras de n:1, para dar el significado general a la tabla. Las fórmulas de la tensión de salida se deducen igualando las ecuaciones de V_N dadas en el eje de ordenadas de los gráficos, a las expresiones dadas en la tabla con el título de "tensión de salida"; así, en el convertidor inverso para $I_N \geqslant I_{Nb}$; $V_N = nV_o/V_i = \delta(1 - \delta)$, o $V_o = \delta V_i/[n(1-\delta)]$.

4.2. Ejemplos de cálculo

Los cálculos que se dan aquí sirven para comparar los tres tipos de convertidores; se basan en las siguientes condiciones:

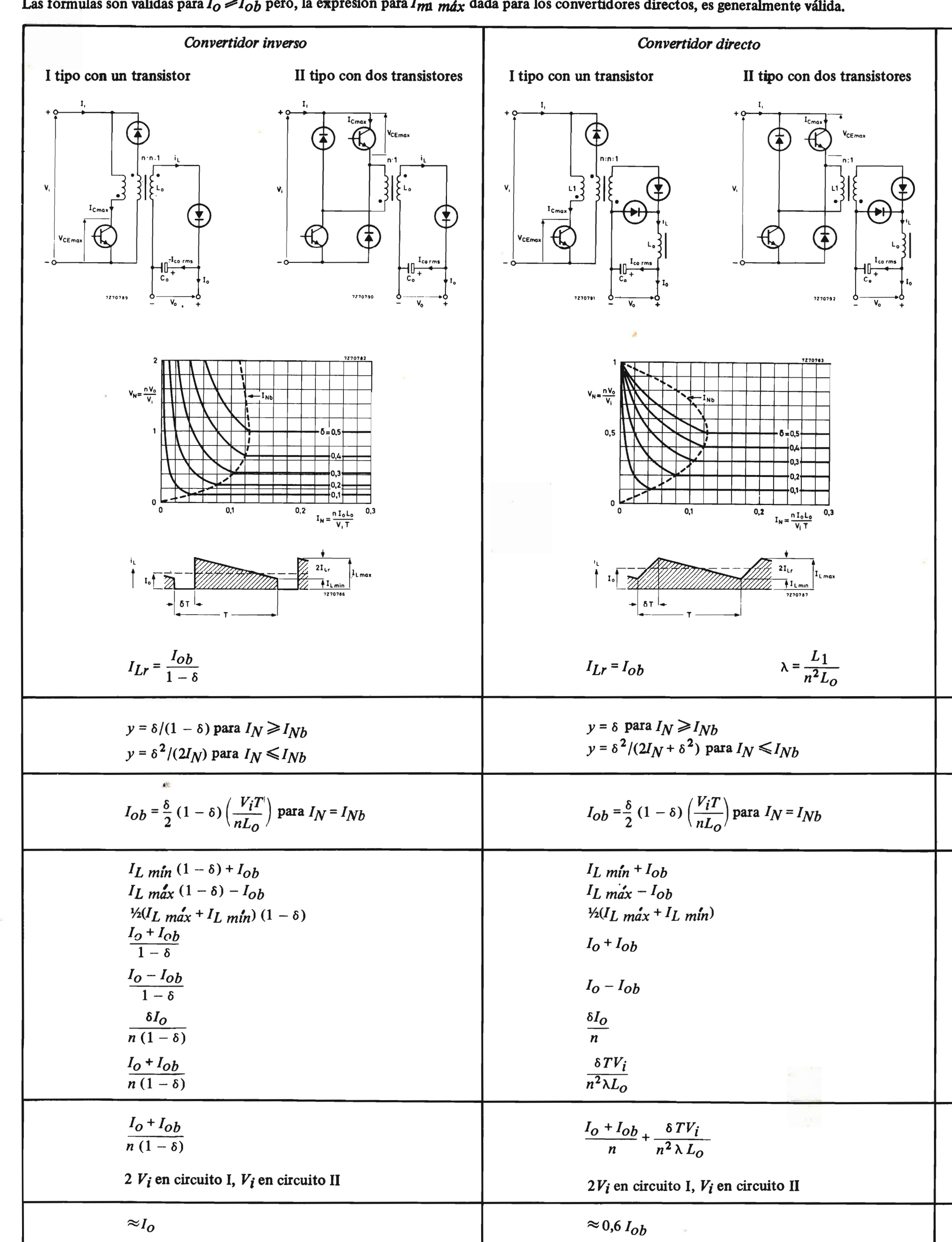
- tensión continua de entrada entre 240 V y 340 V (obtenida por rectificación de la tensión alterna de la red de 220 V)
- frecuencia de operación 20 kHz
- máximo ciclo de trabajo del transistor $\delta_{máx} = 0{,}45$
- relación de espiras igual a la unidad
- aumento de temperatura en los elementos inductivos del circuito igual a unos 40°C
- sin distancia de separación.

Se consideran los siguientes casos:

4.2.1. margen de control de potencia de 50 W a 1000 W.

Tabla 1. Ecuaciones del convertidor.

Las fórmulas son válidas para $I_O \geqslant I_{ob}$ pero, la expresión para $I_{m\,máx}$ dada para los convertidores directos, es generalmente válida.



Convertidor inverso	*Convertidor directo*
I tipo con un transistor — II tipo con dos transistores	I tipo con un transistor — II tipo con dos transistores
$I_{Lr} = \dfrac{I_{ob}}{1-\delta}$	$I_{Lr} = I_{ob}$ $\quad \lambda = \dfrac{L1}{n^2 L_O}$
$y = \delta/(1-\delta)$ para $I_N \geqslant I_{Nb}$ $y = \delta^2/(2I_N)$ para $I_N \leqslant I_{Nb}$	$y = \delta$ para $I_N \geqslant I_{Nb}$ $y = \delta^2/(2I_N + \delta^2)$ para $I_N \leqslant I_{Nb}$
$I_{ob} = \frac{\delta}{2}(1-\delta)\left(\frac{V_i T}{nL_O}\right)$ para $I_N = I_{Nb}$	$I_{ob} = \frac{\delta}{2}(1-\delta)\left(\frac{V_i T}{nL_O}\right)$ para $I_N = I_{Nb}$
$I_{L\,mín}(1-\delta) + I_{ob}$ $I_{L\,máx}(1-\delta) - I_{ob}$ $½(I_{L\,máx} + I_{L\,mín})(1-\delta)$ $\dfrac{I_O + I_{ob}}{1-\delta}$ $\dfrac{I_O - I_{ob}}{1-\delta}$ $\dfrac{\delta I_O}{n(1-\delta)}$ $\dfrac{I_O + I_{ob}}{n(1-\delta)}$	$I_{L\,mín} + I_{ob}$ $I_{L\,máx} - I_{ob}$ $½(I_{L\,máx} + I_{L\,mín})$ $I_O + I_{ob}$ $I_O - I_{ob}$ $\dfrac{\delta I_O}{n}$ $\dfrac{\delta T V_i}{n^2 \lambda L_O}$
$\dfrac{I_O + I_{ob}}{n(1-\delta)}$ $2V_i$ en circuito I, V_i en circuito II	$\dfrac{I_O + I_{ob}}{n} + \dfrac{\delta T V_i}{n^2 \lambda L_O}$ $2V_i$ en circuito I, V_i en circuito II
$\approx I_O$	$\approx 0{,}6\, I_{ob}$

Convertidor en contrafase **I tipo convencional** · **II tipo puente**	**Tipo de terminación simple**	
		Circuito
$V_N = \frac{nV_o}{V_i}$; $I_N = \frac{nI_oL_o}{V_iT}$	$V_N = 2\frac{nV_o}{V_i}$; $I_N = \frac{2nI_oL_o}{V_iT}$	**Curva de salida**
		Corriente de choque
$I_{Lr} = \frac{\delta}{2}(1 - 2\delta)\left(\frac{V_iT}{nL_O}\right)$ $\lambda = \frac{L1}{n^2L_O}$	$I_{Lr} = \frac{\delta}{2}(1 - 2\delta)\left(\frac{V_iT}{2nL_O}\right)$	**Corriente de ondulación**
$y = 2\delta$ para $I_N \geqslant I_{Nb}$	$y = 2\delta$ para $I_N \geqslant I_{Nb}$	**Tensión de salida**
$I_{ob} = \frac{\delta}{2}(1 - 2\delta + \frac{1}{\lambda})\left(\frac{V_iT}{nL_O}\right)$ para $I_N = I_{Nb}$	$I_{ob} = \frac{\delta}{2}(1 - 2\delta + \frac{1}{\lambda})\left(\frac{V_iT}{2nL_O}\right)$ para $I_N = I_{Nb}$	**Condición límite**
$I_{L\,mín} + I_{Lr}$ $I_{L\,máx} - I_{Lr}$ $\frac{1}{2}(I_{L\,máx} + I_{L\,mín})$	$I_{L\,mín} + I_{Lr}$ $I_{L\,máx} - I_{Lr}$ $\frac{1}{2}(I_{L\,máx} + I_{L\,mín})$	I_O
$I_O + I_{Lr}$	$I_O + I_{Lr}$	$I_{L\,máx}$
$I_O - I_{Lr}$	$I_O - I_{Lr}$	$I_{L\,mín}$
$\frac{2\delta I_O}{n}$	$\frac{2\delta I_O}{n}$	I_i
$\frac{\delta TV_i}{2n^2\lambda L_O}$	$\frac{\delta TV_i}{4n^2\lambda L_O}$	$I_{m1\,máx}$
$\frac{I_O + I_{Lr}}{n} + \frac{\delta TV_i}{2n^2\lambda L_O}$	$\frac{I_O + I_{Lr}}{n} + \frac{\delta TV_i}{4n^2\lambda L_O}$	$I_{C\,máx}$
2 V_i en circuito I, V_i en circuito II	V_i	$V_{CE\,máx}$
$\approx 0{,}6\,I_{Lr}$	$\approx 0{,}6\,I_{Lr}$	$I_{co\,rms}$

4.2.2. potencia nominal máxima 1000 W; es decir, un diseño "relajado" en el que la inductancia de choque se elige de modo que no se exceda el máximo valor nominal de la corriente de colector.

4.2.3. margen de control de potencia de 100 W a 200 W.

Para 4.2.1. y 4.2.2., el valor nominal de la corriente de pico del colector $I_{CM\,máx}$ se toma igual a 10 A para los convertidores inverso y directo y a 5 A para el convertidor en contrafase (dando iguales potencias de salida). Para una corriente continua de entrada de onda cuadrada y sin pérdidas en el circuito, la potencia de salida debería ser entonces: $\delta_{máx}\,I_{CM\,máx}\,V_{i\,mín} = 0{,}45 \times 10 \times 240 =$ $= 1080$ W. Para 4.2.3., los valores límite de la corriente de pico de colector se toman respectivamente iguales a 3 A y 1,5 A, que se supone dan una potencia de salida de $0{,}45 \times 3 \times 240 = 325$ W.

El valor eficaz de la corriente del condensador en el caso de una salida de 5 V de corriente continua (tomada como uniforme para todos los casos) se calcula a partir de:

$$I_{co\,rms} \text{ a } 5\text{ V} = I_{co\,rms} \text{ a } V_o \text{ veces } (V_o/5\text{ V}). \qquad (28)$$

Para simplificar el resultado, no se considera la influencia del sistema de regulación de tensión, que normalmente se incluye en una fuente de alimentación conmutada; ésta es aproximadamente igual para los tres tipos de convertidores.

En los ejemplos de cálculo que se dan a continuación, se utilizan las ecuaciones dadas en el texto y las que se dan en la tabla 1.

4.2.1. Convertidores con margen de carga de 50 W a 1000 W.

Los resultados están reunidos en la tabla 2 y un ejemplo de cálculo se da a continuación. Las conclusiones son:

– el convertidor inverso tiene un volumen de núcleo mayor y con mucho la mayor corriente de condensador (debido a que falta la acción aplanadora de corriente del diodo de efecto de volante)
– el convertidor en contrafase tiene el menor volumen del núcleo.

Ejemplo de cálculo para el convertidor inverso

Para $V_{i\,mín} = 240$ V y $\delta_{máx} = 0{,}45$, de la ecuación 3 se tiene:

$$V_o = \delta_{máx}\,V_{i\,mín}/(1-\delta_{máx}) = 0{,}45 \times 240/(1-0{,}45) \approx \mathbf{200\ V}.$$

El valor $\delta_{mín}$ para mantener V_o a 200 V para $V_{i\,máx} =$ $= 340$ V, se deduce también de la ecuación 3:

$$\delta_{mín} = V_o/(V_{i\,máx} + V_o) = 200/(340 + 200) = \mathbf{0{,}37}.$$

La máxima corriente de salida I_o con $P_{o\,máx} = 1000$ W será:

$$I_o = P_{o\,máx}/V_o = 1000/200 = 5\text{ A}.$$

A partir del valor de $P_{o\,mín}$ dado, que es 50 W, el va-

Tabla 2. Comparación de convertidores con margen de carga de 50 W a 1000 W.

	Convertidor inverso	Convertidor directo	Convertidor en contrafase	
V_o	200	110	220	V
$\delta_{mín}$	0,37	0,32	0,32	
L_o	8	4	6,7	mH
V_{eCH}	150*	75*	35*	cm^3
V_{eT}	–	35**	35**	cm^3
$V_{CE\,máx}$	540	680	680	V
$I_{C\,máx}$	9,5	9,6	4,7	A
$I_{co\,rms\,(5\,V)}$	200	6	6	A

*hierro de silicio de grano orientado

**ferroxcube grado 3C8

lor límite de la corriente de salida I_{ob} es:

$$I_{ob} = P_{o\ mín}/V_o = 50/200 = 0{,}25\ \text{A}.$$

La tabla 1 da una ecuación para I_{ob} de la cual puede hallarse la inductancia del choque L_o:

$$L_o = \frac{V_i\ T}{I_{ob}} \times \frac{\delta}{2}\ (1 - \delta).$$

El máximo valor se obtiene cuando $V_{i\ máx} = 340$ V, para el que $\delta = \delta_{mín} = 0{,}37$. Ahora, para la frecuencia de operación de 20 kHz en la que $T = 0{,}05$ ms, se tiene:

$$L_o = \frac{340 \times 0{,}05}{0{,}25} \times 0{,}185\ (1 - 0{,}37) = \mathbf{8\ mH}.$$

La corriente de pico del choque se obtiene de la ecuación $I_{L\ máx}$ expresada en la tabla 1:

$$I_{L\ máx} = (I_o + I_{ob})/(1 - \delta).$$

El máximo valor de la corriente de pico del choque se presenta para $\delta_{máx} = 0{,}45$. Sustituyendo $I_o = 5$ A y $I_{ob} = 0{,}25$ A:

$$I_{L\ máx} = (5 + 0{,}25)/(1 - 0{,}45) = 9{,}5\ \text{A}.$$

La variación $I_{L\ máx} - I_{L\ mín}$ de la corriente del choque está dada por la diferencia de las ecuaciones para $I_{L\ máx}$ y para $I_{L\ mín}$ en la tabla 1:

$$I_{L\ máx} - I_{L\ mín} = 2\ I_{ob}/(1 - \delta).$$

Tomando otra vez, $\delta_{máx} = 0{,}45$:

$$I_{L\ máx} - I_{L\ mín} = 2 \times 0{,}25/(1 - 0{,}45) = 0{,}9\ \text{A}.$$

El valor de I^2L necesario para determinar el volumen del núcleo es:

$$I^2_{L\ máx}\ L_o = 9{,}5^2 \times 8 \approx \mathbf{700\ A^2mH},$$

Eligiendo hierro de silicio de grano orientado y tomando $\mu_e = 250$ y $B_{máx} = 1{,}2\ T$, el volumen del núcleo será:

$$V_e = \mu_o\mu_e I^2_{L\ máx}\ L_o/B^2_{máx} = 4\pi \times 10^{-7} \times 250 \times 700 \times 10^{-3}/1{,}2^2 =$$

$$= 1{,}50 \times 10^{-4}\ \text{m}^3.$$

El máximo valor de la tensión de pico de colector, obtenido de la ecuación 8, se presenta para $V_{i\ máx}$ = 340 V y junto con $\delta_{mín}$ = 0,37:

$$V_{CE\ máx} = V_{i\ máx}/(1 - \delta_{mín}) = 340/(1 - 0{,}37) = \mathbf{540\ V}.$$

La corriente de pico de colector se calcula a partir de la ecuación 7:

$$I_{C\ máx} = I_{L\ máx} = \mathbf{9{,}5\ A}.$$

El valor eficaz de la corriente del condensador obtenido de la ecuación 10 es:

$$I_{co\ rms} \approx I_o = 5\ \text{A},$$

que es el máximo valor que se puede presentar para una potencia de salida de hasta 1000 W. A partir de la ecuación 31 se tiene ahora:

$$I_{co\ rms(5V)} = I_{co\ rms} \times \frac{V_o}{5\ \text{V}} = 5 \times \frac{200}{5} = \mathbf{200\ A}.$$

4.2.2. Convertidores de 1000 W de un diseño "relajado"

En la tabla 3 se dan las comparaciones y a continuación se ilustran los cálculos para el convertidor inverso, Comparando con el caso anterior se saca la consecuencia de que el volumen del núcleo es reducido. Las pérdidas en el choque son mayores debido a la mayor ondulación de corriente permitida.

Ejemplo de cálculo para el convertidor inverso

Tal como se calculó en el apartado anterior: V_0 = = 200 V, $\delta_{mín} = 0{,}37$, $I_o = 5$ A. Se ha supuesto: $I_{C\ máx}$ = = $I_{L\ máx}$ = 10 A.

A partir de $I_{L\ máx} = (I_o + I_{ob})/(1 - \delta)$, se puede determinar el valor límite I_{ob}:

$$I_{ob} = I_{L\ máx}\ (1 - \delta) - I_o.$$

El menor valor de I_{ob} y, como resultado, el mayor valor de L_o se hallan para $\delta_{máx} = 0{,}45$:

$$I_{ob} = 10\ (1 - 0{,}45) - 5 = 0{,}50\ \text{A}.$$

Así, para $\delta_{máx} = 0{,}45$, $V_i = V_{i\ mín} = 240$ V, se tiene:

$$L_o = \frac{V_{i\ mín}\ T}{I_{ob}} \times \frac{\delta_{máx}}{2}\ (1 - \delta_{máx}) =$$

$$= \frac{240 \times 0{,}05}{0{,}5} \times 0{,}225\ (1 - 0{,}45) = \mathbf{3\ mH}.$$

Tabla 3. Comparación de convertidores de diseño "relajado"

	Convertidor inverso	Convertidor directo	Convertidor en contrafase	
V_o	200	110	220	V
$\delta_{mín}$	0,37	0,32	0,32	
$P_{o\,mín}$	132	90	110	W
L_o	3	2,3	3,4	mH
V_{eCH}	65*	48*	23*	cm^3
V_{eT}	–	35**	35**	cm^3
$V_{CE\,máx}$	540	680	680	V
$I_{C\,máx}$	10	10	5	A
$I_{co\,rms\,(5\,V)}$	200	11	13	A

*hierro de silicio de grano orientado

**ferroxcube grado 3C8

Con $V_{i\,máx} = 340$ V para el cual $\delta = \delta_{mín} = 0{,}37$:

$$I'_{ob} = \frac{\delta_{mín}}{2}(1 - \delta_{mín})\left(\frac{V_{i\,máx}\,T}{L_o}\right) =$$

$$= 0{,}185\,(1 - 0{,}37)\left(\frac{340 \times 0{,}05}{3}\right) = 0{,}66 \text{ A},$$

para el que:

$$P_{o\,mín} = V_o\,I'_{ob} = 200 \times 0{,}66 = \mathbf{132\ W}.$$

Calculando ahora $I'_{L\,máx}$ para $V_{i\,máx} = 340$ V y $\delta_{mín} = 0{,}37$:

$$I'_{L\,máx} = (I_o + I'_{ob})/(1-\delta_{mín}) = (5 + 0{,}66)/(1 - 0{,}37) = 9 \text{ A},$$

que está por debajo del valor máximo permitido de 10 A. Además:

$$I'_{L\,máx} - I'_{L\,mín} = 2\,I'_{ob}/(1 - \delta_{mín}) =$$

$$2 \times 0{,}66/(1 - 0{,}37) = 2{,}1 \text{ A}.$$

El valor de I^2L es:

$$I^2_{L\,máx}\,L_o = 10^2 \times 3 = \mathbf{300\ A^2mH}.$$

Tomando hierro de silicio de grano orientado como en el ejemplo anterior, el volumen del núcleo es:

$$V_{eCH} = \mu_o\mu_e\,I^2_{L\,máx}\,L_o/B^2_{máx} =$$

$$= 4\pi \times 10^{-7} \times 250 \times 300 \times 10^{-3}/1{,}2^2 = 0{,}65 \times 10^{-4} \text{ m}^3.$$

Como en el ejemplo anterior $V_{CE\,máx} = 540$ V y como se consideró al principio $I_{C\,máx} = 10$ A.

$I_{co\,rms} = I_o = 5$ A. Tal como se calculó antes: $I_{co\,rms\,(5\,V)} = 200$ A.

4.2.3. Convertidores con un margen de carga de 100 W a 200 W

Los resultados de los cálculos se dan en la tabla 4. Se obtienen las siguientes conclusiones:

- el volumen de los núcleos es más pequeño (debido al bajo nivel de potencia)
- la corriente del condensador del convertidor inverso es sólo tres veces mayor que para los otros convertidores, lo cual es favorable si se compara con la relación de veinte a treinta obtenida para los ejemplos anteriores.

5. RESUMEN

El estudio de los tres tipos de convertidores conduce a las siguientes conclusiones:

Simplicidad del circuito:	– el convertidor inverso es el más simple, el convertidor en contrafase el más complejo.
Número de componentes:	– mínimo en el convertidor inverso, máximo en el convertidor en contrafase.
Circuito de excitación:	– complejo en el convertidor en contrafase.

Tabla 4. Comparación de convertidores con margen de carga de 100 W a 200 W.

	Convertidor inverso	Convertidor directo	Convertidor en contrafase	
V_O	200	110	220	V
$\delta_{mín}$	0,37	0,32	0,32	
L_O	4	2	2,7	mH
V_{eCH}	21*	14*	6*	cm^3
V_{eT}	–	10**	10**	cm^3
$V_{CE\ máx}$	540	680	680	V
$I_{C\ máx}$	2,4	2,8	1,4	A
$I_{co\ rms\ (5\ V)}$	40	12	12	A

*ferroxcube grado 3C8 a causa de la baja potencia de salida

**ferroxcube grado 3C8

Ondulación de salida: – pequeña en los convertidores directo y en contrafase.

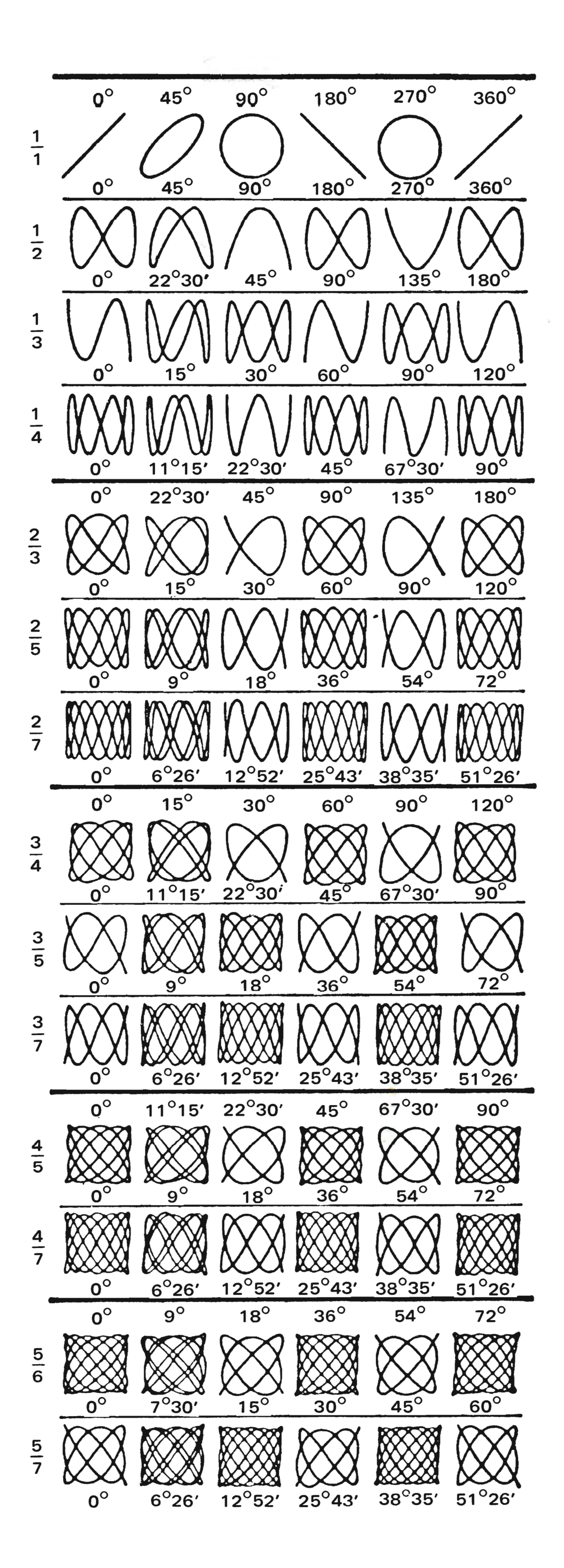
Volumen del choque: – el mayor en el convertidor inverso, el menor en el convertidor en contrafase.

Volumen del transformador – el mismo para los convertidores directo y en contrafase.

$I_{C\ máx}/P_{O\ máx}$ – la menor en el convertidor en contrafase.

Considerando la economía del circuito, el convertidor directo tiene el margen de aplicación más amplio (hasta unos 500 W con transistores actuales). El convertidor inverso no es costoso pero tiene una elevada ondulación, y es voluminoso debido al gran tamaño de su núcleo; a causa de su simplicidad es particularmente ventajoso para potencias del orden de 200 W y como fuente de alimentación con salidas múltiples. Los convertidores en contrafase son los más complejos de los tres tipos; no obstante, dada la poca ondulación y el hecho de que el empleo de dos transistores duplique la potencia de salida, este convertidor es atractivo para potencias de salida elevadas.

FIGURAS DE LISSAJOUS



EL CONVERTIDOR DIRECTO EN FUENTES DE ALIMENTACION CONMUTADAS

El convertidor directo para fuentes de alimentación por conmutación se caracteriza por su sencillez y elevado rendimiento. Se estudia aquí con detalle su diseño, funcionamiento y la influencia de los principales componentes del circuito.

1. INTRODUCCION

Los convertidores directos tienen pequeña ondulación de salida, son bastante sencillos y tienen moderados requisitos de volumen del núcleo; por tanto son muy adecuados para sistemas de fuentes de alimentación conmutadas. Con transistores actuales, estos convertidores pueden generar unos 500 W. Este artículo da a conocer el funcionamiento del convertidor directo y proporciona los datos más importantes de diseño para su utilización en fuentes de alimentación por conmutación alimentadas por la red.

2. FUNCIONAMIENTO

Las figuras 1 y 2 muestran el circuito del convertidor y sus formas de onda. Mientras el transistor de conmutación TR_1 conduce, el diodo rectificador D_1 conduce y la energía se almacena en la autoinducción de salida L_0 a través de la acción del transformador y también es transferida a la carga (la corriente de la autoinducción i_L aumentando). Con el bloqueo de TR_1, la tensión del transformador tiene una polaridad inversa y D_1 se bloquea; ahora conduce el diodo de efecto de volante D_2 y L_0 continúa conduciendo para liberar energía a la salida (descendiendo i_L). El condensador de filtro C_0 reduce la ondulación de salida producida por la conmutación del transistor.

El diodo desmagnetizante D_3 asegura un flujo continuo de la corriente magnetizante mientras TR_1 está bloqueado (energía magnética reaplicada a la fuente de

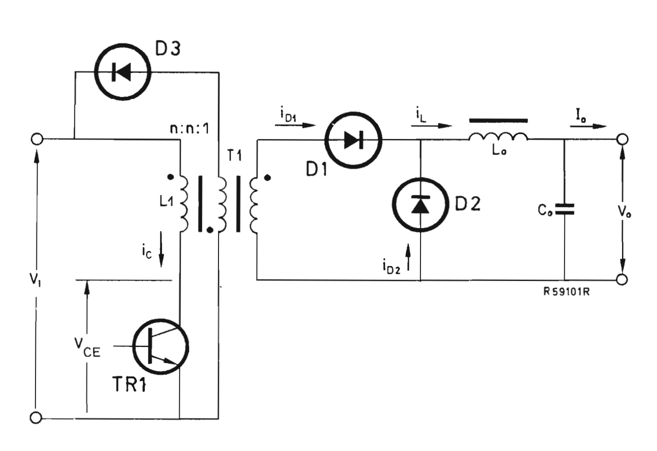
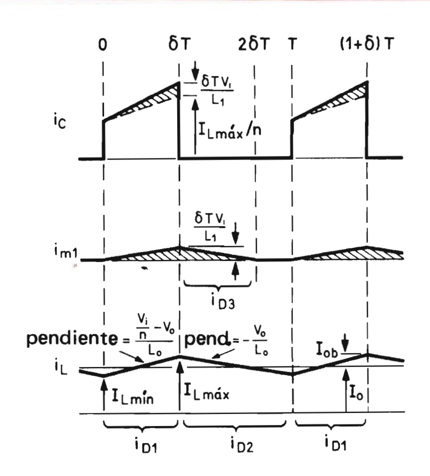


Figura 1. Circuito del convertidor directo.



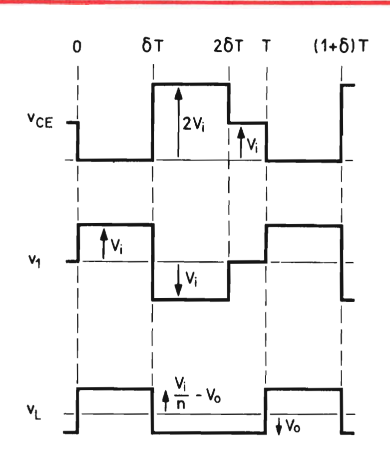


Figura 2. Formas de onda del convertidor de la figura 1; la corriente magnetizante del primario i_{m1} está sombreada. I_{ob} es la corriente límite de salida.

c.c. de entrada) limitando de este modo la tensión de colector a $2V_i$ (véase la forma de onda v_{CE}). El diodo D_3 fija la tensión, por tanto, el ciclo de trabajo del transistor debe permanecer inferior a 0,5; de otro modo, el producto tensión-tiempo en el transformador durante un período de conmutación del convertidor sería distinto de cero y la densidad de flujo en el núcleo del transformador se desplazaría al nivel de saturación. Si se disminuye el número de espiras del devanado desmagnetizante, el ciclo de trabajo del transistor puede ser superior a 0,5, pero la máxima tensión de colector aumenta.

Se consideran dos condiciones: (a) corriente en la autoinducción no interrumpida (fig. 3a), (b) corriente en la autoinducción interrumpida (fig. 3b). En las figuras 3a y 3b, el caso límite entre ambas condiciones está representado por la forma de onda a trazos de la corriente de salida designada por I_{ob}.

Corriente de la autoinducción no interrumpida

Debido a que en la forma de onda v_L de la figura 2, las zonas positivas y negativas son iguales:

$$V_O = \delta\ V_i/n \qquad (1)$$

Introduciendo el término tensión normalizada:

$$V_N = n\ V_O/V_i$$

la ecuación (1) pasa a:

$$V_N = \delta. \qquad (2)$$

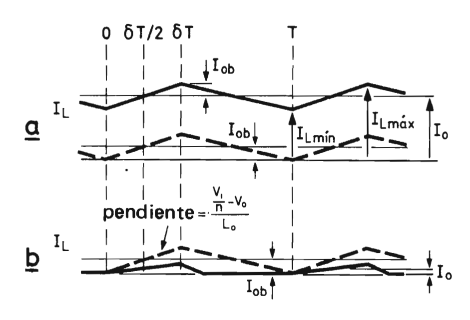


Figura 3. (a) corriente de la autoinducción no interrumpida: $I_0 > I_{ob}$; (b) corriente de la autoinducción interrumpida: $I_0 < I_{ob}$. El caso límite corresponde a la forma de onda a trazos.

Como se ve en la forma de onda de i_L:

$$I_O = \tfrac{1}{2}\,(I_{L\ máx} + I_{L\ mín}) = I_{L\ máx} - I_{ob} = I_{L\ mín} + I_{ob}. \qquad (3)$$

I_{ob} se da más adelante en la ecuación (8).

Suponiendo que la tensión de entrada V_i fuese constante durante el período de conducción del transistor δT, la corriente magnetizante aumenta linealmente al valor de pico:

$$I_{m1\ máx} = \delta\ T\ V_i/L_1. \qquad (4)$$

A partir de la forma de onda i_C, la corriente de pico de colector:

$$I_{C\ máx} = (I_{L\ máx}/n) + (\delta\ T\ V_i/L_1), \qquad (5)$$

donde:

$$I_{L\ máx} = I_O + I_{Ob} = I_O + \frac{\delta}{2}(1-\delta)\left(\frac{V_i T}{n L_O}\right). \qquad (6)$$

De la forma de onda v_{CE}, la tensión de pico de colector:

$$V_{CE\ máx} = 2V_i. \qquad (7)$$

Caso límite

De acuerdo con la forma de onda i_L de la figura 3a, I_{0b} es igual a la mitad de la corriente de ondulación pico a pico de la autoinducción $I_{L\ máx} - I_{L\ mín}$. Como se ve en la forma de onda i_L inferior, I_{0b} es el producto de la pendiente $[(V_i/n) - V_0]/L_0$ y $\delta T/2$. De modo que, después de sustituir la ecuación (1) se obtiene la siguiente relación:

$$I_{Ob} = ½\,(I_{L\ máx} - I_{L\ mín}) = \frac{\delta}{2}(1-\delta)\left(\frac{V_i T}{n L_O}\right). \qquad (8)$$

Corriente de choque interrumpida

En un circuito sin pérdidas, la potencia de entrada $V_i I_i$ es igual a la potencia de salida $V_0 I_0$. A partir de la figura (4), la corriente media de entrada es:

$$I_i = \delta^2 T(V_i - nV_O)/(2n^2 L_O).$$

Sustituyendo esto en la expresión:

$$V_i I_i = V_O I_O$$

se puede despejar V_0. Sustituyendo la tensión normalizada $V_N = nV_0/V_i$ y la corriente normalizada $I_N = nL_0 I_0/(V_i T)$, resulta la siguiente expresión:

$$V_N = \delta^2/(2I_N + \delta^2) \text{ for } I_N \leqslant I_{Nb}, \qquad (9)$$

donde el valor límite de la corriente normalizada es:

$$I_{Nb} = nI_{Ob}L_O/(V_i T).$$

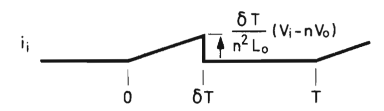


Figura 4. Forma de onda de la corriente de entrada al convertidor (despreciando la corriente magnetizante).

La figura 5 es el gráfico normalizado de las ecuaciones (2) y (9). Para el caso de corriente de choque interrumpida (zona de la izquierda), V_0 pasa a ser muy dependiente de la carga.

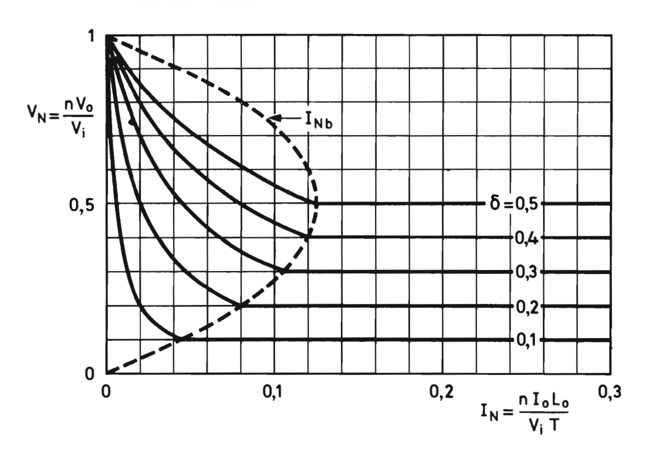


Figura 5. Tensión de salida normalizada V_N en función de la corriente de salida normalizada I_N. La curva a trazos es el límite entre la corriente en la autoinducción no interrumpida (zona de la derecha) y la corriente en la autoinducción interrumpida (zona de la izquierda).

3. EFECTO DE LOS COMPONENTES EN LAS PROPIEDADES DEL CONVERTIDOR

La tabla 1 muestra la relación entre los componentes y el comportamiento del convertidor. También se indican los apartados que tratan sobre el particular.

La corriente límite de salida I_{0b} está relacionada con la mínima corriente de carga. Si la corriente de carga cae por debajo de I_{0b}, la tensión de salida del convertidor tiende a aumentar y para el sistema de control se hace difícil mantener constante la tensión de salida (variando el ciclo de trabajo del transistor, véase la ecuación (1)). Si la inductancia de la autoinducción es elevada, la corriente de ondulación de la autoinducción es baja y por tanto lo es I_{0b}.

Tabla 1. Interdependencia entre los componentes del circuito y el comportamiento del convertidor.

		L_O	C_O	R_C	L_C
I_{Ob} :	Apartado 2, ec. (8)	•			
t_r :	Apartado 6.1. ec. (16)	•			
$V_{tr\ max}$:	Apartado 6		•	•	
$V_{r(pp)}$:	Apartado 5, ec. (14) y (15)	•		•	•

El tiempo de respuesta t_r está relacionado con el tiempo necesario para que el sistema de control establezca el estado estable después de un cambio de carga. Para L_0 grande la respuesta de control se hace lenta.

La tensión transitoria de pico $V_{tr\ máx}$ en la salida se produce por una variación de la corriente de carga. Si el condensador de salida C_0 es grande tiene apreciable capacidad de almacenamiento de energía y, como resultado, $V_{tr\ máx}$ es pequeña.

La tensión de ondulación de salida pico a pico $V_{r\ (pp)}$ disminuye si aumenta L_0 o si el condensador de filtro C_0 tiene pequeña resistencia (R_C) e inductancia (L_C) en serie. El valor de la capacidad C_0 requerida para reducir adecuadamente los transitorios de la tensión de salida debidos a variaciones repentinas de la carga es tan grande que sus efectos en el nivel de ondulación pueden despreciarse.

4. FUENTE DE ALIMENTACION DE C.C.

La alimentación de c.c. para el convertidor fluctúa debido a las variaciones en la tensión de la red y a la ondulación de la entrada de c.a. rectificada. La tensión de red es de 220 V (en el Continente), 240 V (en Gran Bretaña), o 220 V/240 V para alimentaciones universales. Para el diseño de fuentes de alimentación por conmutación se considera aquí una desviación de −15% a +10% de la tensión nominal de red.

4.1. Condensador de almacenamiento de energía

La figura 6 es el esquema de la alimentación del convertidor. La impedancia en serie es necesaria para limitar la corriente de pico del rectificador. La figura 7 muestra la acción filtradora del condensador C_i. Este condensador debe almacenar suficiente energía de modo que, en caso de que la tensión de red falle durante medio o un ciclo completo, la tensión de c.c. instantánea de entrada al convertidor no caiga por debajo del nivel en el cual el ciclo de trabajo del transistor alcanza su máximo. Debajo de este nivel, denominado V_3 en la figura 7, desaparece la estabilización de salida y la tensión de salida varía aproximadamente en proporción a la entrada de c.c. La peor condición es el fallo de un ciclo completo con la tensión de red 15% por debajo del valor nominal.

El valor de C_i se obtiene de:

$$C_i = \frac{2\,t_h}{V_2^2 - V_3^2}\ \text{F/vatio}$$

de la potencia de entrada del convertidor

donde: V_1 = tensión de pico de la red mientras está 15% por debajo del valor nominal;

$V_2 = V_1$ − caída de tensión en el rectificador = $= V_1 - 5$ V;

$V_3 = V_2$ − ondulación pico a pico (40 V) = $V_1 - 45$ V;

th = tiempo de fallo (μs).

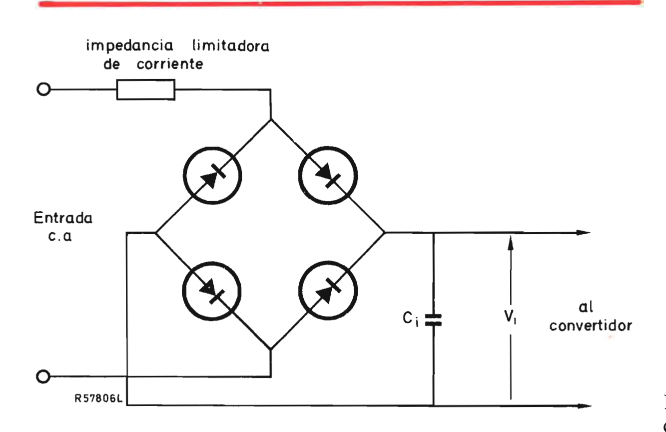


Figura 6. Alimentación del convertidor.

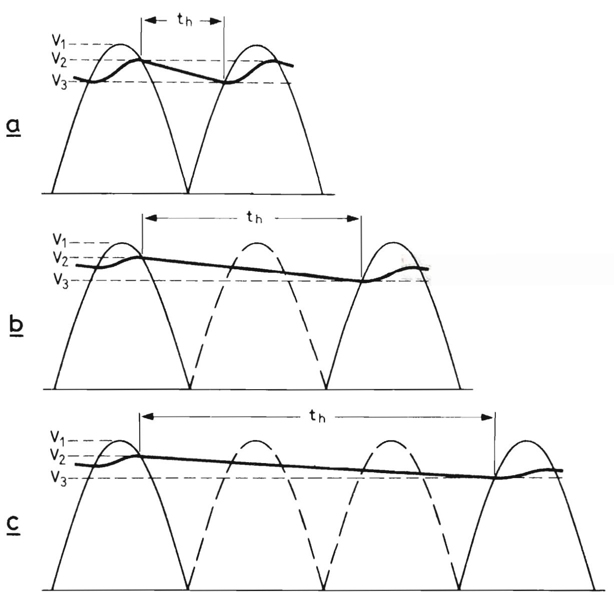


Figura 7. Rectificación de la tensión de red: (a) sin fallo, (b) fallo durante medio ciclo, (c) fallo durante un ciclo completo. $V_1 - V_2$ (pérdida de tensión en el rectificador) se toma igual a 5 V; $V_2 - V_3$ (ondulación pico a pico) se toma igual a 40 V.

El tiempo de fallo se calcula de:

$$t_h = a\,T_{ac} + \frac{T_{ac}}{2\,\pi}\left(\text{arc sen}\,\frac{V_2}{V_1} + \text{arc sen}\,\frac{V_3}{V_1}\right), \qquad (11)$$

donde: $a = 0$ si no hay fallo;

$a = 1/2$ para un fallo de medio ciclo;

$a = 1$ para un fallo de un ciclo completo;

T_{ac} = período de la red.

La tabla 2 muestra los resultados de los cálculos y especifica los condensadores adecuados.

Tabla 2. Tiempo de fallo de la tensión de red y valores C_i por vatio de potencia de salida con especificaciones del fallo de la tensión de red para una tensión de red 15% por debajo del valor nominal.

fallo de la red	tensión de red de 220 V y 220/240 V		tensión de red de 240 V	
	t_h (ms)	C_i (μF/W)	t_h (ms)	C_i (μF/W)
no	7,5	0,9	7,5	0,8
de medio ciclo	17,5	2,0	17,5	1,6
de un ciclo completo	27,5	3,1	27,5	2,5

4.2. Límites de la tensión de alimentación de c.c.

Para mantener constante la tensión de salida de la fuente de alimentación conmutada, a pesar de las fluctuaciones en la tensión de entrada instantánea del convertidor V_i se varía el ciclo de trabajo del transistor de conmutación mediante el sistema de control de bucle cerrado. Las fluctuaciones de la tensión de entrada son producidas por la ondulación y las variaciones de la tensión de red. Para tensión de salida constante debe cumplirse la siguiente relación:

$$nV_O = \delta_{mín} V_{i\,máx} = \delta_{máx} V_{i\,mín} = \text{constante} \qquad (12)$$

donde: $\delta_{máx}$ = máximo ciclo de trabajo tomado como 0,45 para tener un margen seguro respecto a la saturación del transformador;

$V_{i\,máx}$ = tensión de pico de la red mientras es 10% superior al valor nominal;

$V_{i\,mín}$ = $V_{P\,mín}$ – la caída de tensión en el rectificador (5 V) – la ondulación pico a pico (40 V) = $V_{P\,mín}$ – 45 V;

$V_{P\,mín}$ = tensión de pico de la red mientras es 15% inferior al valor nominal.

Una vez determinadas las tensiones instantáneas de c.c. de entrada máxima y mínima, $V_{i\,máx}$ y $V_{i\,mín}$, se puede calcular $\delta_{mín}$ (véase el ejemplo).

El ciclo de trabajo más bajo δ_{low} está determinado por el tiempo de almacenamiento del transistor t_s (menos de 3 μs para el BDY96). Para la frecuencia del convertidor de 25 kHz (período de 40 μs), es factible $\delta_{low} = 0{,}1$.

Como se muestra en la figura 8, el margen $\delta_{máx}$ a $\delta_{mín}$ sirve para estabilizar V_0 frente a las fluctuaciones de la tensión de entrada y el margen entre $\delta_{mín}$ y δ_{low} está disponible para variaciones de la tensión de salida:

$$V_O\ \text{range} = V_{O\,máx}/V_{O\,mín} = \delta_{mín}/\delta_{low}. \qquad (13)$$

Ejemplo. Para tensión de red de 220 V, $V_{i\,máx} = 1{,}1 \times 220\,\sqrt{2} = 340$ V y $V_{i\,mín} = 0{,}05 \times 220\,\sqrt{2} - 45 = 220$ V. De modo que de acuerdo con la ecuación (12): $\delta_{mín} = \delta_{máx} V_{i\,mín}/V_{i\,máx} = 0{,}45 \times 220/340 = 0{,}29$. De acuerdo con la ecuación 13: $V_{0\,range} = \delta_{mín}/\delta_{low} = 0{,}29/0{,}1 \approx 3$.

5. ONDULACION DE SALIDA

La figura 9 es el circuito que determina la ondulación de salida. La autoinducción L_0 se comporta como un generador de corriente, lo que está de acuerdo con la situación real ya que la impedancia de la autoinducción es

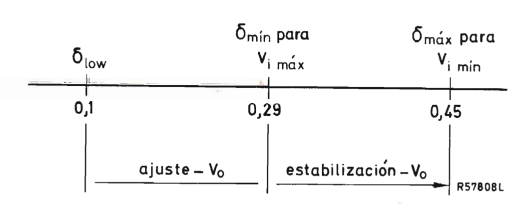


Figura 8. Esquema del ciclo de trabajo.

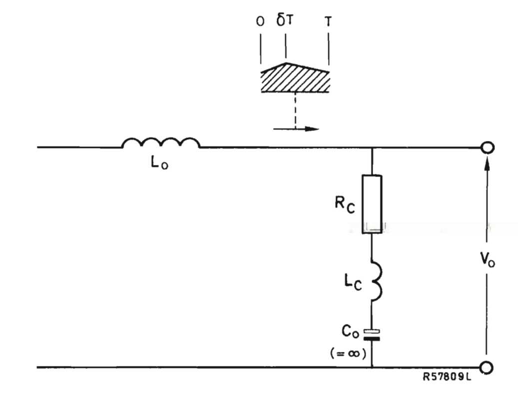


Figura 9. Circuito para determinar la ondulación de salida.

elevada con respecto a la del condensador de salida.

El factor de ondulación $F_{r(pp)}$ se expresa como:

$$F_{r(pp)} = \frac{V_{r(pp)}}{V_O} = \frac{L_C}{\delta\, L_O} + \frac{R_C\,(1-\delta)T}{L_O}, \qquad (14)$$

donde $V_{r(pp)}$ es la ondulación pico a pico en la tensión de salida de c.c. V_0.

Se ve que la ondulación crece si δ disminuye. Disminuyendo el ciclo de trabajo del transistor, los períodos de bloqueo del transistor se hacen más largos. Durante estos períodos, se transfiere a la carga un elevado porcentaje de la energía almacenada en la autoinducción, de modo que tanto la corriente de ondulación en la autoinducción como la ondulación en la tensión de salida aumentan.

Suponiendo que R_C y L_C contribuyen por igual a la ondulación, el máximo factor de ondulación que se presenta para $\delta_{mín}$ es:

$$F_{r(pp)\,máx} = \frac{V_{r(pp)\,máx}}{V_O} = \frac{2\,L_C}{\delta_{mín}\,L_O} = \frac{2\,R_C\,(1-\delta_{mín})T}{L_O}, \qquad (15)$$

donde $\delta_{mín}$ se calcula tal como se indicó en el apartado 4.2.

6. TRANSITORIOS DE CARGA

Este apartado trata del efecto de las rápidas variaciones de la carga, es decir, aquellas que dan lugar a que el sistema de control de bucle cerrado funcione con el transistor de conmutación en el límite superior (aumento de carga) o inferior (disminución de carga) de su ciclo de trabajo. Esto puede ocurrir cuando el tiempo necesario para que la corriente de carga alcance su nuevo valor sea aproximadamente igual o menor que el período de conmutación del convertidor.

6.1. Tiempo de respuesta

El condensador de salida debe suministrar cualquier aumento rápido en la corriente de carga hasta que la corriente en la autoinducción haya alcanzado el nuevo valor de la corriente de carga. Como resultado, el condensador se carga y descarga según que la corriente de carga aumente o disminuya, y se genera un transitorio en la tensión de salida; véase la figura 10, donde el máximo valor del transitorio se indica como $V_{tr\,máx}$.

El tiempo de respuesta t_r es el tiempo requerido para que la corriente continua de la autoinducción I_L alcance

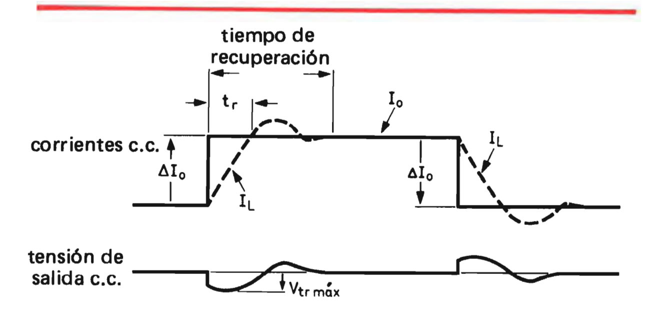


Figura 10. Respuesta del convertidor a una variación repentina en la corriente de carga.

el nuevo valor de la corriente de carga:

$$t_r = \frac{\Delta I_O L_O}{V_O\left(\frac{\delta_m}{\delta} - 1\right)}, \qquad (16)$$

donde ΔI_0 = variación de la corriente de carga;
$\delta_m = \delta_{máx}$ (= 0,45) para un aumento de la corriente de carga;
$\delta_m = \delta_{low}$ (= 0,1) para un descenso de la corriente de carga;
(véase el apartado 4.2. para la discusión de $\delta_{máx}$ y δ_{low}).

La respuesta de control se hace muy lenta, es decir, t_r es grande para δ próximo a $\delta_{máx}$ ó a δ_{low}. Sin embargo, la relación $\delta = \delta_{máx}$ es válida para la condición de carga máxima (para $V_{i\,mín}$), para la que no hay que esperar un nuevo aumento de carga. Por otra parte, para satisfacer una rápida disminución de carga hay suficiente margen entre $\delta_{mín}$ (0,29) y δ_{low} (0,1).

El tiempo necesario para restablecer el valor de V_0 después de un transitorio es $1{,}5t_r$ a $2t_r$ (véase la figura 10).

6.2. Condensador de salida

Para el análisis de transitorios puede despreciarse L_C de la figura 9 ya que L_C/R_C es mucho más pequeño que $R_C C_0$. De modo que cuando se aplica una variación de la corriente de carga ΔI_0, la variación de la tensión de salida es $\Delta I_0 R_C$. La duración del transitorio alcanza un valor extremo para $t = t_m = t_r - R_C C_0$, véase la figura 11. Como se ve, se distinguen tres casos: (a) $t_m > 0$ para el que $V_{tr\,máx} > \Delta I_0 R_C$; (b) $t_m = 0$ para el que $V_{tr\,máx} = I_0 R_C$; (c) $t_m < 0$ para el que el valor extremo de duración del transitorio sólo tiene significado matemático, de modo que otra vez $V_{tr\,máx} = I_0 R_C$.

Como que $V_{tr\,máx}$ alcanza su valor más bajo, $\Delta I_0 R_C$,

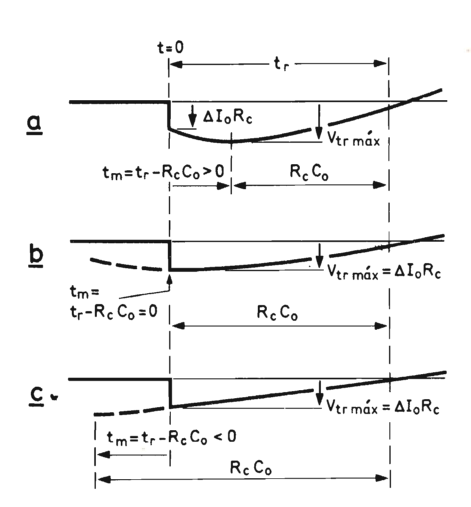


Figura 11. Transitorio de la tensión de salida en función del tiempo para: (a) $R_C C_0 < t_r$; (b) $R_C C_0 = t_r$; (c) $R_C C_0 > t_r$. La función alcanza un valor extremo para $t = t_m$.

para $C_0 \geqslant t_r/R_C$, se puede escribir la siguiente relación:

$$\frac{t_r}{R_C} \geqslant C_0 \geqslant \frac{\Delta I_O t_r}{2V_{tr\ máx} - \Delta I_O R_C}, \qquad (17)$$

donde $V_{tr\ máx}$ es la tensión máxima de transitorio permitida. El primer y segundo miembros expresan que es necesario hacer C_0 igual a t_r/R_C ya que esto no disminuye de nuevo $V_{tr\ máx}$. La relación dada por el segundo y tercer términos es aproximada y el valor de C_0 calculado de ella es 0% a 15% superior al valor requerido; la expresión exacta es una ecuación cuadrática de donde C_0 no se puede despejar realmente.

6.3. Aumento de la corriente magnetizante

La corriente de pico magnetizante en funcionamiento estable, a partir de las ecuaciones (4) y (12) es:

$$I_{m1\ máx(ss)} = \frac{\delta_{máx}\ T\ V_{i\ mín}}{L_1} = \frac{\delta_{mín}\ T\ V_{i\ máx}}{L_1} \qquad (18)$$

El ciclo de trabajo del transistor se ajusta a $\delta_{máx}$ como respuesta a un repentino aumento de la carga y la corriente de pico magnetizante es máxima para la tensión de c.c. de entrada $V_{i\ máx}$. La corriente de pico magnetizante en condiciones transitorias es:

$$I_{m1\ máx(tr)} = \frac{\delta_{máx}\ T\ V_{i\ máx}}{L_1} \qquad (19)$$

Comparando esta ecuación con la ecuación (18), la relación entre las corrientes de pico magnetizantes es:

$$I_{m1\ máx(tr)}/I_{m1\ máx(ss)} = \delta_{máx}/\delta_{mín}. \qquad (20)$$

Debe diseñarse el transformador de modo que su núcleo no se sature en condiciones transitorias, de otro modo la corriente de colector puede hacerse destructiva.

Ejemplo. De acuerdo con el ejemplo del apartado 4.2., $\delta_{mín}$ es 0,29 para una tensión de red de 220 V. Ya que $\delta_{máx}$ se toma como 0,45, de la ecuación (20) hallamos: $I_{m1\ máx(tr)}/I_{m1\ máx(ss)} = 0,45/0,29 = 1,55$ (55%de aumento).

7. CAIDA DE TENSION EN EL DIODO Y PERDIDAS RESISTIVAS

La figura 12 es el circuito del convertidor con las resistencias de pérdidas y la caída de tensión en el diodo incluidas; R_1 y R_2 son las resistencias del primario y del secundario del transformador, R_0 es la resistencia de la autoinducción y V_F la caída de tensión en el diodo (tensión directa). Debido a que las pérdidas resistivas y la caída de tensión en el diodo deben añadirse a la tensión de salida V_0, la ecuación (12) pasa a:

$$V_O + V_F + V_{loss} = \frac{\delta_{mín}\ V_{i\ máx}}{n} = \frac{\delta_{máx}\ V_{i\ mín}}{n}, \qquad (21)$$

donde V_{loss} es la caída de tensión resistiva.

Como una primera aproximación se toma V_{loss} como 0,1 V_0; V_F depende del tipo de diodo (véase el apartado 11).

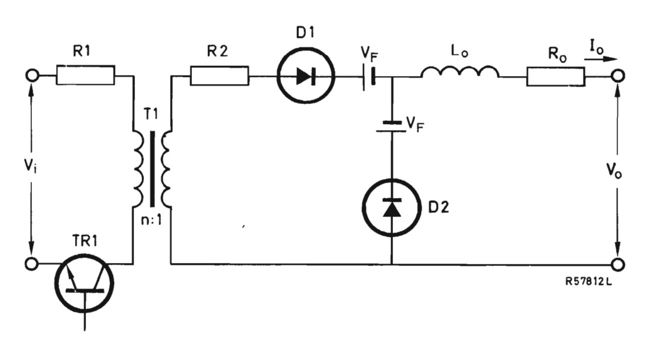


Figura 12. Esquema que muestra las pérdidas resistivas (R_1, R_2, R_0) y las pérdidas del diodo (V_F).

La relación de espiras del transformador n se obtiene de la ecuación (21):

$$n = \frac{\delta_{máx} V_{i\,mín}}{V_O + V_F + V_{loss}}, \qquad (22)$$

donde: $\delta_{máx} = 0{,}45$;
$V_{i\,mín}$ se calcula de acuerdo con el apartado 4.2.;
$V_{loss} \approx 0{,}1\ V_0$.

La máxima tensión inversa del diodo es igual a la diferencia entre la máxima tensión de secundario y la caída de tensión del diodo:

$$V_{R\,máx} = (V_{i\,máx}/n) - V_F.$$

Sustituyendo el valor $V_{i\,máx}$ en la ecuación (21):

$$V_{R\,máx} = \frac{V_O + V_F + V_{loss}}{\delta_{mín}} - V_F. \qquad (23)$$

Para n alrededor de 1 ó menos, V_0 es elevada y se desprecia V_F en las ecuaciones (22) y (23).

8. LA AUTOINDUCCION

Inductancia y tiempo de respuesta

Si & es la relación entre la corriente de salida nominal I_0 y el valor límite I_{0b}, la inductancia de la autoinducción se expresa como:

$$L_O = \& \frac{\delta_{mín}}{2}(1 - \delta_{mín}) \left(\frac{V_{i\,máx}\,T}{n\,I_O}\right), \qquad (24)$$

donde: $\delta_{mín}$ y $V_{i\,máx}$ se obtienen del apartado 4.2. (la sustitución de $\delta_{máx}$ y $V_{i\,mín}$ conduce a un valor de L_0 demasiado bajo); n = relación de espiras del transformador, ecuación (22).

Al aumentar &, la corriente de ondulación de la autoinducción y las pérdidas en el núcleo disminuye, pero el volumen del núcleo (para densidad máxima de flujo constante), las pérdidas en el hierro y el tiempo de respuesta aumentan. Se alcanza un compromiso para & entre 10 y 15. Comparando las ecuaciones (24) y (8) se ve que para & = 15 la corriente límite de carga es $I_{0b} = I_0/\& = 0{,}07\ I_0$; así, la mínima corriente de carga para la cual puede esperarse buena regulación es un 5% del valor nominal. Para carga nominal, la corriente de ondulación pico a pico en la autoinducción ($= 2\ I_{0b}$) es un 13% de la corriente continua en la autoinducción de modo que la dispersión de corriente en el cobre y las pérdidas en el hierro sean pequeñas.

El tiempo de respuesta t_r para una variación en la corriente de carga igual al valor nominal y para la tensión de red en el nivel nominal es:

$$t_r \approx \&\ T = 15T. \qquad (25)$$

(Debe observarse que t_r sólo puede evaluarse a partir de la ecuación (16) ya que, para mantener constante la tensión de salida del convertidor, el ciclo de trabajo del transistor debe fluctuar al ritmo de la ondulación de la tensión continua de entrada del convertidor, es decir, el primer ciclo de trabajo después del transitorio no se conoce exactamente.)

Núcleo

Debido a la pequeña variación del flujo (determinada por la corriente de ondulación), se puede utilizar Ferroxcube 3C8 o hierro silicio de grano orientado (núcleo C). En fuentes de alimentación por conmutación se recomienda Ferroxcube 3C8 porque tiene elevado flujo de saturación, elevada permeabilidad y bajas pérdidas a temperatura del núcleo de 100°C, permitiendo la construcción de transformadores de potencia elevada compactos. Las pérdidas del Ferroxcube 3C8 disminuyen suavemente con el aumento de temperatura, lo cual asegura un funcionamiento térmicamente estable. La tabla 3 da una comparación entre los núcleos de Ferroxcube 3C8 y los núcleos C. Véase que se obtiene un volumen de núcleo menor cuando se utiliza un núcleo C. Sin embargo, si el volumen de un núcleo C es un quinto del volumen de un núcleo 3C8, las pérdidas combinadas en el núcleo y en el cobre de una autoinducción a 20 kHz con el núcleo C son aproximadamente el doble de las de una autoinducción con núcleo 3C8; a 60 kHz la relación de pérdidas combinadas es aproximadamente seis.

Para frecuencias de 25 kHz se recomienda lo siguiente:

- Elevada potencia de salida (superior a 250 W): utilizar núcleo C porque su volumen es más pequeño.
- Baja potencia de salida (inferior a 250 W): utilizar núcleo 3C8 debido a sus bajas pérdidas.

Tabla 3. Comparación entre núcleo 3C8 y núcleo C (hierro de silicio de grano orientado); μ_e es la permeabilidad efectiva relativa incluyendo el efecto del entrehierro.

magnitud	núcleo 3C8	núcleo C	
$B_{máx}$	0,32	1,5	tesla
μ_e	50 to 100	250 to 500	
volumen a 20 kHz	0,2 to 0,4	0,04 to 0,08	cm^3/watt

Tabla 4. Valores óptimos de diseño para diversos núcleos U con un aumento de temperatura de punto caliente de 40°C.

núcleo	$L_o I_{L\,máx}^2$ (mHA^2)	$NI_{L\,máx}$ (A)	μ_e	*entrehierro total Δ(mm)
UU-20/32/7	4,1	230	75	1,3
UU-25/40/13	11,4	345	65	2,0
UU-30/50/16	23	455	63	2,9

* doble del entrehierro por rama.

Los núcleos 3C8 adecuados son núcleos U y núcleos EC (tabla 5). Estos últimos, desarrollados para utilizarlos en fuentes de alimentación por conmutación, tienen un polo central redondo que mejora el factor de espacio del cobre.

Fórmulas de diseño

La inductancia de la autoinducción de la ecuación (24) para & = 15 es:

$$L_o = 7{,}5\,\delta_{mín}\,(1-\delta_{mín})\left(\frac{V_{i\,máx}\,T}{n\,L_o}\right). \tag{26}$$

El volumen efectivo del núcleo:

$$V_e = \mu_o \mu_e I_{L\,máx}^2\,L_o/B_{máx}^2, \tag{27}$$

donde: $B_{máx}$ = densidad de flujo para $I_{L\,máx}$;

$\mu_0 = 4\,\pi \times 10^{-7}$ H/m;

$I_{L\,máx}$ = 1,07 × valor nominal de I_0 para & = 15.

Los valores $B_{máx}$ y μ_e se obtienen de la tabla 3.

La tabla 5 muestra los valores de V_e para núcleos EC.

Después de haber elegido un núcleo se calcula V_e y se puede obtener μ_e a partir de la ecuación (27). Con μ_e conocido se obtiene el número de espiras N de la siguiente expresión:

$$N = \sqrt{\frac{L_o\,l_e}{\mu_o\,\mu_e\,A_e}} \tag{28}$$

Para núcleos EC, la longitud efectiva l_e de la línea magnética y la sección eficaz del núcleo A_e se deducen de la tabla 5.

Finalmente se calcula el entrehierro Δ a partir de:

$$\Delta = l_e\left(\frac{1}{\mu_e} - \frac{1}{\mu_\Delta}\right), \tag{29}$$

donde μ_Δ es la permeabilidad incremental del material del núcleo.

Para $\mu_\Delta \gg \mu_e$ se obtiene la siguiente expresión simplificada:

$$\Delta \approx l_e/\mu_e. \tag{30}$$

Si el entrehierro es mayor que un valor determinado por la sección eficaz del núcleo y por el material del núcleo (permeabilidad), los efectos de borde del flujo se hacen predominantes y el entrehierro puede ser mayor que el calculado en las ecuaciones (29) o (30).

Tabla 5. Datos para pares de núcleos EC (Ferroxcube 3C8) para fuentes de alimentación conmutadas.

magnitud	EC35/17/10	EC40/19/12	EC53/24/14	EC70/34/17	
peso	34,6	39	48,4	69	mm
anchura	34,5	40,6	52,2	70	mm
volumen efectivo del núcleo V_e	6580	11000	18700	39800	mm^3
longitud efectiva de línea magnética, l_e	76,1	87,9	103	141	mm
sección eficaz del núcleo, A_e	86,5	125	183	283	mm^2
sección eficaz del polo central, $A_{cp\,mín}$	66,5	100,3	133,8	201,1	mm^2
longitud media del hilo, l_w	50	60	73	95	mm
sección eficaz de ventana, A_w^*	63,6	93,5	153	383	mm^2
área de la superficie del núcleo total, A_c	4350	5900	9100	17000	mm^2
aumento de temperatura de punto caliente por vatio de pérdida $\Delta T/P_{loss}$	17,5	15,7	10	6,5	°C/W

*Estimada para 8 mm de separación.

Pérdidas y aumento de temperatura

Para & = 15, la corriente de ondulación es pequeña, como consecuencia se pueden despreciar las pérdidas por dispersión de corriente en el cobre; por esto, para el factor de espacio que se considera de 0,7, la resistencia del cobre a 100°C es:

$$R_O = 4{,}3 \times 10^{-8}\, l_W N^2/A_W, \qquad (31)$$

donde l_W es la longitud media de una espira y A_W la sección eficaz efectiva de la ventana.

Debido a que la ondulación de corriente es pequeña, la pérdida en el cobre P_{Cu} es aproximadamente igual a $I_0{}^2R_0$ o:

$$P_{Cu} \approx 4{,}3 \times 10^{-8}\, l_W N^2\, I_O^2/A_W. \qquad (32)$$

La amplitud del flujo es pequeña y por tanto, las pérdidas del núcleo son despreciables para un núcleo 3C8 (pérdidas del núcleo un porcentaje bajo de las pérdidas en el cobre). Así, las pérdidas en la autoinducción son:

$$P_{loss}(3C8) \approx P_{Cu} \approx 4{,}3 \times 10^{-8}\, l_W N^2\, I_O^2/A_W. \qquad (33)$$

Si se utiliza un núcleo C, la chapa más delgada proporciona pérdidas más bajas en el núcleo. Consulte los datos del fabricante para determinar las pérdidas en el núcleo C.

El aumento de temperatura superficial de la autoinducción se calcula a partir de la figura 13 donde la velocidad de transferencia del calor q es igual a las pérdidas en la autoinducción P_{loss}, divididas por el área de la superficie A_c de la autoinducción (núcleo y devanados). Para los núcleos EC, A_c se deduce de la tabla 5. Para núcleos U referirse a la tabla 4, que da series de valores que optimizan el diseño del choque y que aseguran un aumento de temperatura del punto más caliente no superior a 40°C. Es decir, la temperatura del núcleo de Ferroxcube 3C8 no excede el valor máximo recomendado de 100°C con una temperatura ambiente de 60°C. Para un determinado núcleo U,$L_0I^2L_{máx}$ no debe ser mayor que el valor tabulado para limitar el aumento de temperatura. Una vez elegido el núcleo, el valor de μ_e obtenido de la tabla se utiliza para calcular el número de espiras, N, a partir de la ecuación (28).

9. EL TRANSFORMADOR

Inductancia

Si la relación entre la inductancia del primario (L_1) y la inductancia de la autoinducción reflejada en el primario (n^2L_0) se denomina λ, se puede escribir la siguiente relación:

$$L_1 = \lambda\, n^2\, L_O. \qquad (34)$$

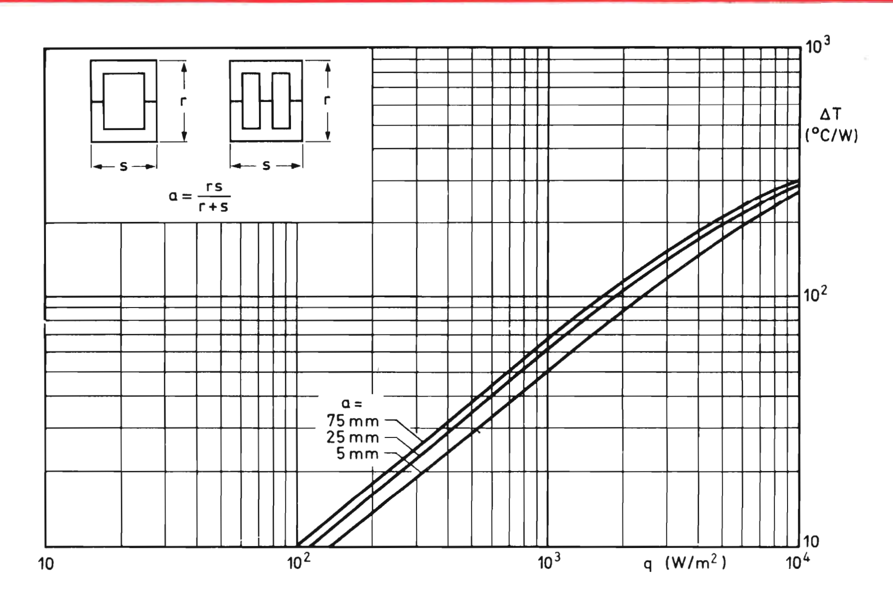


Figura 13. Aumento de la temperatura de la superficie ΔT en función de la velocidad de transferencia de calor q por convección y radiación al aire libre.

Para corriente de pico de colector, volumen del núcleo y pérdidas en el núcleo y en el cobre aceptables se elige como compromiso un valor de λ entre 2 y 6.

Núcleo

Para limitar las pérdidas en el núcleo se requiere Ferroxcube debido a la gran amplitud de flujo (flujo variando entre cero y máximo). En la tabla 3 se hace referencia al Ferroxcube 3C8. La tabla 5 muestra los datos del núcleo EC. Debido al polo central redondo, los núcleos EC tienen una baja inductancia de dispersión.

Fórmulas de diseño

Para el volumen de núcleo requerido se puede deducir la siguiente expresión:

$$V_e \geqslant \left(\frac{\mu_o \mu_a}{B^2{}_{máx}}\right)\left(\frac{P_o T}{\eta \lambda \mathcal{E}}\right)\left(\frac{\delta_{máx}}{\delta_{mín}}\right)^2 \left(\frac{2}{1-\delta_{mín}}\right). \quad (35)$$

En la expresión anterior, el factor $\delta_{máx}/\delta_{mín}$ cuenta para condiciones de transitorios de carga para los que el volumen del núcleo debe ser suficientemente grande. Tomando $\mu_a = 1000$ y $B_{máx} = 0{,}32$ T (tabla 3) para material 3C8, $\mathcal{E} = 15$, $\eta = 0{,}8$, $\delta_{máx} = 0{,}45$ y $\delta_{mín} = 0{,}29$, la ecuación (35) se reduce a:

$$V_e \geqslant 0{,}007\, P_o\, T/\lambda \quad \text{m}^3 \quad (36)$$

donde $\lambda = 2$ a 6.

De la ecuación (36) se calcula el mínimo volumen del núcleo de modo que se puede elegir un núcleo. Entonces, el número de espiras del primario es:

$$N_1 = \frac{V_{i\,máx}\, \delta_{máx}\, T}{A\, B_{máx}}, \quad (37)$$

donde: $\delta_{máx}$ y $B_{máx}$ son los dados anteriormente;
$A = A_e$ para núcleo con sección eficaz uniforme;
$A = A_{cp\,mín}$ para núcleos EC (tabla 5).

De acuerdo con la ecuación (22):

$$n = \frac{\delta_{máx}\, V_{i\,mín}}{V_O + V_F + V_{loss}}, \quad (38)$$

donde V_F se obtiene de la tabla 7 y V_{loss} se toma como 0,1 V_0, como primera aproximación.

Con la ayuda de la siguiente expresión se compara el valor de la inductancia del primario L_1 frente a la ecuación (34) (λ entre 2 y 6):

$$L_1 = \mu_o\, \mu_a\, A_e\, N_1^2 / l_e, \quad (39)$$

donde: $\mu_a = 1000$ para material 3C8;
A_e es la sección eficaz efectiva del núcleo y l_e la longitud de la línea magnética efectiva.

Para el recorte efectivo de la tensión de colector, el primario y los devanados de desmagnetización deben estar estrechamente acoplados; el íntimo acoplamiento entre los devanados primario y secundario no es tan importante. La figura 14a, b, c muestra diversas configuraciones de devanados.

Pérdidas en estado estable y subida de temperatura

Si $B_{máx}$ es la máxima densidad de flujo permitido durante un transitorio de carga (el núcleo no debe saturarse nunca para evitar una excesiva corriente de colector), la máxima densidad de flujo en estado estable $B_{máx\,(ss)}$ que se deduce de la ecuación (20) es:

$$B_{máx(ss)} = B_{máx}\, (\delta_{mín}/\delta_{máx}). \quad (40)$$

Para ferrita 3C8, $B_{máx} = 0{,}32$ tesla. Debido a la desmagnetización unilateral, las pérdidas en el núcleo que se encuentran en las características publicadas para esta máxima densidad de flujo pueden dividirse por un factor entre 2 y 3. Como resultado, para un núcleo 3C8 con sección eficaz uniforme, las pérdidas por histéresis a 25 kHz y 100°C de temperatura del núcleo son:

$$P_{hyst} < 10^5\, V_e. \quad (41)$$

Ya que la pérdida por dispersión de corriente es normalmente un bajo tanto por ciento de las pérdidas por histéresis, las pérdidas totales en el núcleo se pueden expresar como:

$$P_c \approx P_{hyst}. \quad (42)$$

En la tabla 6 se dan las pérdidas totales en el núcleo para núcleos EC.

Si se considera el factor de espacio de cobre igual a 0,7, la resistencia del cobre del transformador puede expresarse como:

$$R_{trf} = 2{,}1 \times 10^{-7}\, l_w N_1^2 / A_w, \quad (43)$$

donde: l_w = longitud media de la espira;
N_1 = número de espiras del devanado primario;

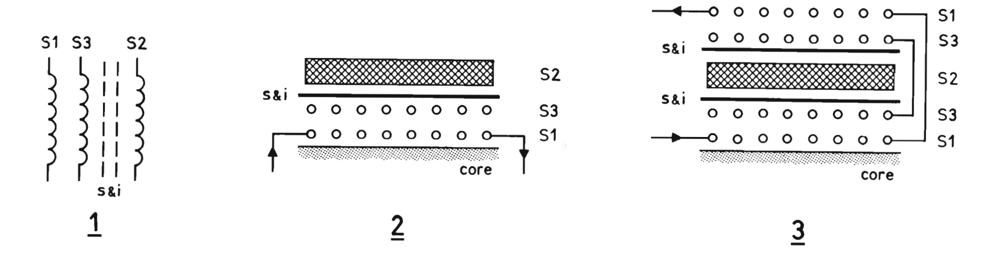


Figura 14a. Sección eficaz de la bobina con primario sencillo; (1) esquema; (2) primario S_1 como devanado sencillo; (3) primario dividido. S_3 = devanado de desmagnetización; s e i = pantalla (s) y aislamiento (i).

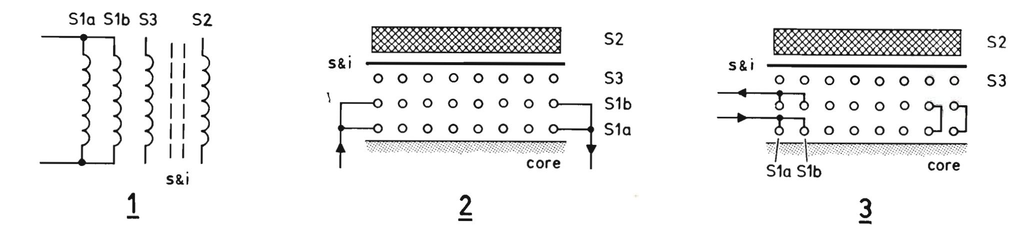
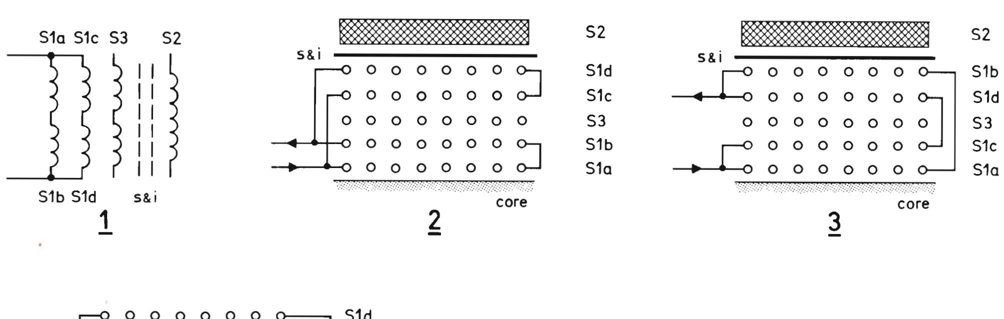


Figura 14b. Sección eficaz de la bobina con primario doble, S_{1a}, S_{1b}: (1) esquema, (2) el efecto de proximidad hace que S_{1b} (unido al secundario) tome un 90% de la corriente del primario; (3) devanado bifilar que consigue la igualación de la corriente.



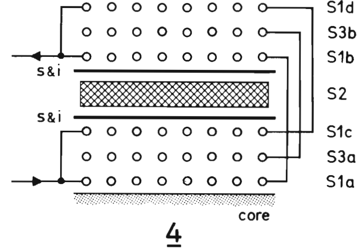


Figura 14c. Sección eficaz de la bobina con primario cuádruple, S_{1a} a S_{1d}: (1) esquema; (2) distribución impropia de la corriente del primario; (3) estructura que proporciona una igualación mejorada de la corriente; (4) colocación adecuada de los devanados del primario, con el devanado secundario en el centro, que emplea el efecto de proximidad para que pasen corrientes casi iguales a través de los primarios paralelos.

A_w = sección efectiva de ventana.

Esta fórmula es válida para unas pérdidas por dispersión de corriente de un 20%, que es el caso en que el diámetro del hilo es el doble de la profundidad de penetración. Es decir, la fórmula es válida para una espira sólida de cobre de diámetro ⩽ 1 mm a 25 kHz y de diámetro ⩽ 0,6 a 50 kHz. La corriente de colector es aproximadamente rectangular. Así, para el ciclo de trabajo medio igual a 0,37, el valor eficaz de la corriente de colector es:

$$I_{C\,rms}^2 \approx 0{,}37 \left(\frac{I_O}{n}\right)^2. \qquad (44)$$

Las pérdidas en el cobre, P_{Cu}, son el producto de las ecuaciones (43) y (44):

$$P_{Cu} \approx \frac{7{,}6 \times 10^{-8}\, l_W N_1^2 I_O^2}{A_W n^2}. \qquad (45)$$

Las pérdidas en el transformador son:

$$P_{loss} = P_c + P_{Cu}. \qquad (46)$$

Una vez conocidas las pérdidas en el transformador, se puede calcular el aumento de temperatura con la ayuda de la figura 13; la tabla 5 da la subida de temperatura por vatio del punto más caliente para el núcleo EC. Si la subida de temperatura calculada es excesiva (debido a las pérdidas en el cobre) utilice el núcleo EC inmediatamente mayor; para Ferroxcube 3C8, la máxima temperatura recomendada es 100°C.

Tabla 6. Máximas pérdidas en el núcleo, P_C, para varias frecuencias de conmutación para un par de núcleos EC para una densidad de flujo máxima de 0,21 tesla (magnetización unilateral) y una temperatura del núcleo de 100°C.

núcleo EC	P_c (vatios) para 25 kHz	50 kHz
EC35/17/10	0,35	0,7
EC40/19/12	0,7	1,5
EC53/24/14	0,9	1,9
EC70/34/17	1,7	3,6

10. EL TRANSISTOR DE CONMUTACION DE ALTA TENSION

El circuito debe diseñarse de modo que no se excedan los valores límite del transistor de conmutación, y la excitación de la base debe ser tal que las pérdidas de saturación y de conmutación sean bajas; es decir, el funcionamiento debe tener lugar en todo momento dentro de la SOAR. La disipación debe mantenerse por debajo del máximo nominal, y es necesario un disipador de calor suficiente para prevenir el embalamiento térmico. Es indispensable un circuito de protección para la supresión de impulsos parásitos peligrosos de la tensión que se originan debido a las inductancias del circuito. Los niveles de tensión que se presentan en una fuente de alimentación por conmutación alimentada por la red prescriben el uso de un transistor de conmutación de alta tensión. Los tipos adecuados son el BDY93, BDY94, BDY96 y BDY97.

10.1 Valores límite

Como se ve en la forma de onda v_{CE} de la figura 2, la tensión de colector aumenta al máximo valor $2V_i$ después del bloqueo del transistor. Debido a la excitación de base de baja impedancia, el valor límite V_{CEO} puede despreciarse y es suficiente lo siguiente:

$$\text{valor límite } V_{CES} \geqslant 2{,}2\; V_{i\,máx} \qquad (47)$$

donde $V_{i\,máx}$ se obtiene del apartado 5.2.; esta relación incluye un aumento de tensión del 10% debido a la oscilación transitoria.

La corriente de pico de colector en funcionamiento estable, que se presenta a plena carga es:

$$I_{C\,máx} = \frac{I_O}{n}\left\{1 + \frac{1}{\&} + \frac{2}{\lambda\,\&\,(1 - \delta_{mín})}\right\}. \qquad (48)$$

Si & = 15 y $\lambda = 2$, la ecuación da:

$$I_{C\,máx} = 1{,}16 I_O/n.$$

Para pérdidas aceptables de conmutación, la corriente de pico de colector en funcionamiento estable no debe exceder mucho el valor para el que se especifican los tiempos de conmutación del transistor (t_{on} y t_f); estos tiempos deben permanecer un 2% inferiores al período de conmutación del convertidor.

10.2. Excitación de base

Las formas de onda de excitación de base, la corriente y la tensión en función del tiempo resultantes, se muestran en la figura 15. Se aplican las siguientes normas:

– Una corriente de base con flanco anterior de escalón y un pico inicial altos aseguran la rápida conducción y, por tanto, bajas pérdidas de conmutación.
– Si, durante la conducción, la corriente de base es insuficiente, el transistor no pasa a saturación y sufre disipación excesiva; la corriente de base se elige alrededor de un quinto de la de colector y debe variar, proporcionalmente.
– Si, durante el bloqueo del transistor, la corriente de base cae lentamente a valores negativos, se dispone de tiempo suficiente para trasladar los portadores de carga de la región de colector de elevada resistencia; véase el período indicado por t_s en la figura 15.

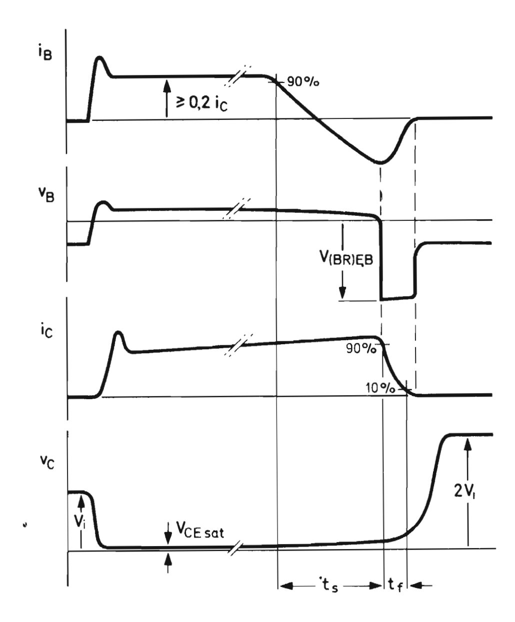


Figura 15. Formas de onda de la conmutación a conducción y a bloqueo del transistor.

10.3. Protección

La figura 16 ilustra los posibles circuitos de protección del transistor. Los diodos D_3 a D_6 deben ser rápidos y en la mayoría de los casos es adecuado un diodo BY208 de recuperación rápida (tensión inversa 800 V).

La función del diodo de desmagnetización D_3 se estudió en el apartado 2. La rapidez en el paso a conducción del diodo es necesaria para evitar peligrosos impulsos parásitos de tensión durante el paso a bloqueo del transistor, ya que las propiedades del paso a bloqueo son muy importantes debido a que la corriente magnetizante disminuye lentamente (forma de onda i_{m1} en la figura 2).

Los valores límite del diodo requeridos son:

$$\left.\begin{array}{l} V_{RRM} = 2V_{i\ máx};\ I_{FRM} = I_{C\ máx}; \\ I_{F(AV)} = I_{m1\ máx(ss)}. \end{array}\right\} \qquad (49)$$

La corriente magnetizante de pico de estado estable, $I_{m1\ máx(ss)}$ y la corriente de pico de colector se calculan utilizando las ecuaciones (18) y (48).

La red de subida lenta D_4C_4 asegura que la corriente de colector caiga a cero antes que la tensión de colector suba al valor límite V_{CEO} definido por la SOAR. Si TR_1 se bloquea, la carga de C_4 a través de D_4 retrasa apreciablemente la subida de la tensión de colector. El condensador C_4 deriva la corriente de pico de colector $I_{C\ máx}$ mientras la corriente de colector disminuye casi linealmente durante el tiempo de caída t_f, por tanto:

$$C_4 \geq \frac{I_{C\ máx}\ t_f}{2V_{CEO}}, \qquad (50)$$

donde $I_{C\ máx}$ se calcula de la ecuación (48).

Mientras TR_1 conduce, R_4 debe limitar la corriente de descarga de C_4 a través del transistor al valor límite I_{CM}. Así R_4 debe ser suficientemente pequeño para que C_4 se descargue incluso durante el período de conducción más corto $\delta_{low}\ T$, de otro modo V_{CE} no aumenta lentamente después del bloqueo del transistor; es decir, C_4R_4 no debe ser superior a $1/2\ \delta_{low}\,T\ (\delta_{low} = 0{,}1)$. Así, se cumple la siguiente relación:

$$\frac{V_{i\ máx}}{I_{CM}\ \text{límite}} \leq R_4 \leq \frac{T}{20\ C_4}. \qquad (51)$$

Los valores límite requeridos para D_4 son:

$$\left.\begin{array}{l} V_{RRM} = 2V_{i\ máx};\ I_{FRM} = I_{C\ máx}; \\ I_{F(AV)} = I_{C\ máx}\ t_f/T. \end{array}\right\} \qquad (52)$$

La red $D_5R_5C_5$ es un recortador (rectificador de pico) que limita la tensión colector-emisor a $2V_i$. Para la acción propia de recortador R_5C_5 debe ser grande en comparación con el período de conmutación T del convertidor:

$$R_5C_5 \geq 5T. \qquad (53)$$

Los valores límite requeridos para D_5 son:

$$\left.\begin{array}{l} V_{RRM} = 2V_{i\ máx};\ I_{FRM} = I_{C\ máx}; \\ I_{F(AV)} = I_{C\ máx}\ t_f/T. \end{array}\right\} \qquad (54)$$

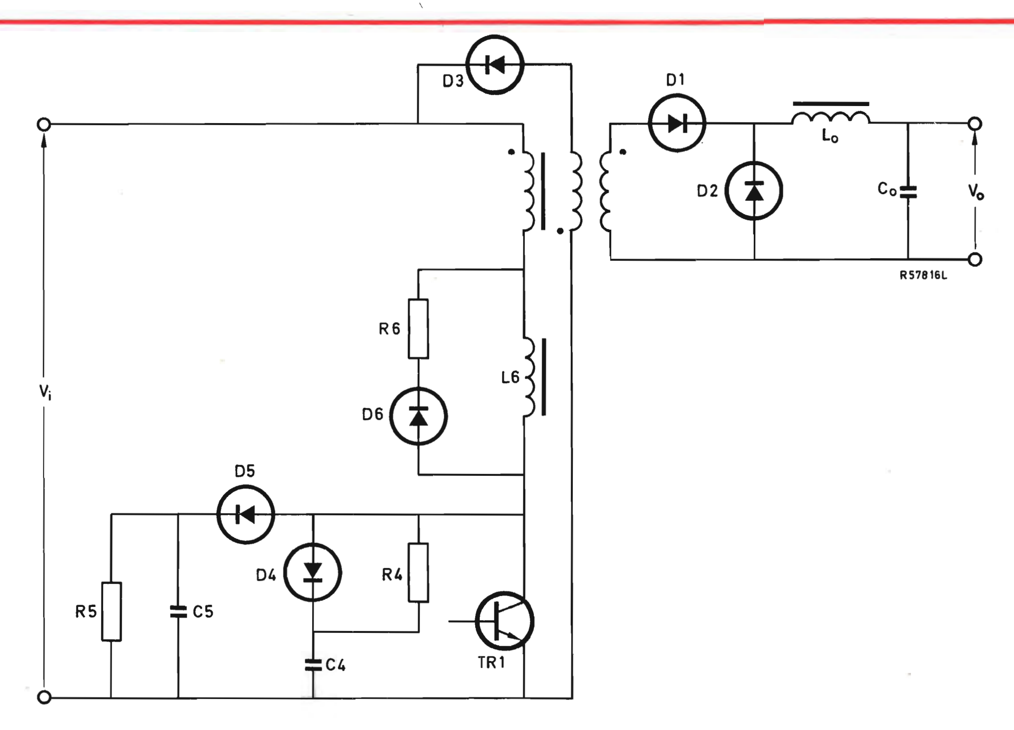


Figura 16. Circuito del convertidor directo con redes de protección adicionales. En la mayoría de los circuitos se eligen diodos BY208 para D_3 a D_6.

La corriente de pico de colector se calcula utilizando la ecuación (48).

La inductancia L_6 limita la velocidad de subida de la corriente de colector; esto reduce la disipación del paso a conducción ya que V_{CE} cae a la tensión de codo antes de que i_C pueda aumentar apreciablemente. En transformadores con baja inductancia de dispersión i_C puede aumentar rápidamente debido a que se carga la capacidad del devanado y a la recuperación inversa de los diodos que están al lado del secundario. El resistor R_6 debe elegirse de modo que L_6 se desmagnetice incluso durante el intervalo más corto (≈ T/2). Para que la corriente de colector caiga al 10% o menos de su valor durante el paso a corte del transistor:

$$L_6/R_6 \leqslant T/5. \tag{55}$$

Los valores límite requeridos para D_6 son:

$$\left. \begin{aligned} &V_{RRM} = 2V_{i\ máx};\ I_{FRM} = I_{C\ máx};\\ &I_{F(AV)} = I_{m1\ máx(ss)}. \end{aligned} \right\} \tag{56}$$

Las corrientes $I_{C\ máx}$ y $I_{m1\ máx(ss)}$ se calculan utilizando las ecuaciones (18) y (48).

Función de las redes. La red de subida lenta $D_4C_4R_4$ es necesaria en casi todos los circuitos convertidores. En convertidores pequeños, la energía del transformador puede ser absorbida por C_4 o C_5 de modo que no se necesiten D_3 y el devanado de desmagnetización. La red C_5D_5 fija eficazmente la tensión, lo que no es posible si se utiliza D_3 a menos que exista íntimo acoplamiento entre los devanados primario y desmagnetizante. En convertidores grandes, la energía almacenada en el transformador al final del período de conducción del transistor es considerable de modo que hay que verterla a la entrada de corriente continua (por medio de D_3). La red $L_6R_6D_6$ sólo es necesaria cuando la inductancia de dispersión entre primario y secundario del transformador es baja, que es el caso de una relación de espiras aproximadamente igual a la unidad.

11. LOS DIODOS DE SALIDA

Elección del diodo

La tabla 7 describe los tipos disponibles.

Si se permite un 10% de oscilación transitoria, la máxima tensión inversa $V_{R\ máx}$ de la ecuación (23) es:

$$V_{R\ máx} = 1{,}1 \left[\frac{V_O + V_{loss}}{\delta_{mín}} + V_F \left(\frac{1 - \delta_{mín}}{\delta_{mín}} \right) \right]. \tag{57}$$

La figura 17 es la representación gráfica de la ecuación (57) tomando $V_{loss} = 0{,}1\ V_0$ y $\delta_{mín} = 0{,}29$.

Consultando la tabla 7 y la figura 17 se sacan las siguientes conclusiones:

- Para V_0 menor que 10 V se eligen diodos de barrera Schottky debido a su baja tensión directa; una importante aplicación es en fuentes de alimentación para computadores (5 V).
- Para V_0 entre 10 V y 30 V se eligen diodos de silicio de V_F baja debido a su más elevado valor límite de tensión inversa, siendo todavía importante una baja tensión directa.
- Para V_0 igual a 30 V se necesitan diodos de silicio normales ($V_F = 1{,}4$ V) debido a la elevada tensión inversa.

Valores límite de corriente del diodo

Las formas de onda de corriente del diodo se muestran en la figura 18. Para $\mathcal{E} = 15$ las formas de onda son casi cuadradas y la corriente de pico del diodo es igual a $I_0\ [1 + (1/\mathcal{E})] = 1{,}07\ I_0$. El diodo rectificador conduce su máxima corriente para $\delta = \delta_{máx} \approx 0{,}5$ y el diodo de efecto de volante para $\delta = \delta_{mín} = 0{,}29$. (Los valores de $\delta_{máx}$ y $\delta_{mín}$ se discutieron en el apartado 4.2.)

Los valores límite requeridos para el diodo son:

$$\left.\begin{array}{lll} \text{Diodo rectificador:} & I_{F(AV)} & = 0{,}5 I_O\ ; \\ & I_{F(RMS)} & = 0{,}7 I_O\ ; \\ & I_{FRM} & = 1{,}07 I_O\ . \\ \text{Diodo de efecto de volante:} & I_{F(AV)} & = 0{,}7 I_O ; \\ & I_{F(RMS)} & = 0{,}85 I_O\ ; \\ & I_{FRM} & = 1{,}07 I_O\ . \end{array}\right\} \quad (58)$$

Si la fuente de alimentación funciona como un generador controlado de corriente, el máximo ciclo de trabajo del diodo de efecto de volante es prácticamente la unidad y los valores límite del diodo de volante serán los siguientes:

$$I_{F(AV)} = 0{,}9 I_O;\ I_{F(RMS)} = 0{,}95 I_O;\ I_{FRM}$$

$$I_{FRM} = 1{,}07 I_O.$$

12. EL CONDENSADOR DE SALIDA

La figura 9 muestra el esquema equivalente –componentes R_C, L_C y C_0– del condensador de salida. El valor de C_0 está gobernado por el transitorio permisible en la tensión de salida debido a variaciones repentinas de la carga; además, el valor de R_C (resistencia equivalente en serie) y de L_C (inductancia equivalente en serie)

Tabla 7. Tipos de diodos.

descripción	$V_F(V)$ típico para $I_F(AV)$ nominal	valor nominal de V_{RWM}	t_{rr}^* típico (μs)
diodo de barrera Schottky	0,6	20 to 40	muy corto
diodo de Si de baja V_F	1,0	50 to 150	0,1
diodo de Si	1,4	200 to 800	0,5

*Tiempo de recuperación inversa.

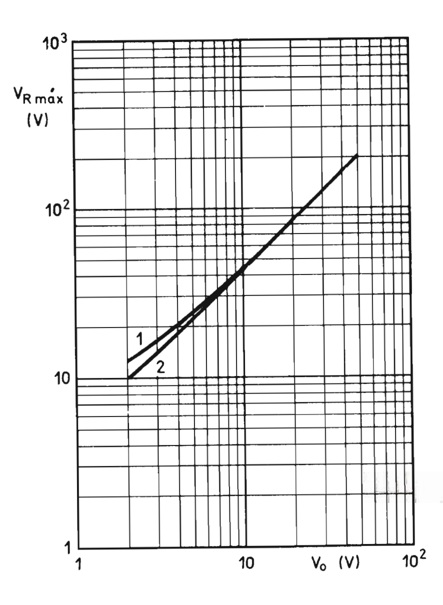


Figura 17. Máxima tensión inversa $V_{R\ máx}$ en función de la tensión de salida V_0 para pérdidas resistivas igual al 10% de V_0 y $\delta_{mín} = 0{,}29$. Curva 1: diodo de silicio $V_F = 1{,}4$ V, curva 2: diodo de barrera Schottky $V_F = 0{,}5$ V. Para el diodo de silicio con $V_F = 1{,}0$ V la interpolación entre ambas curvas.

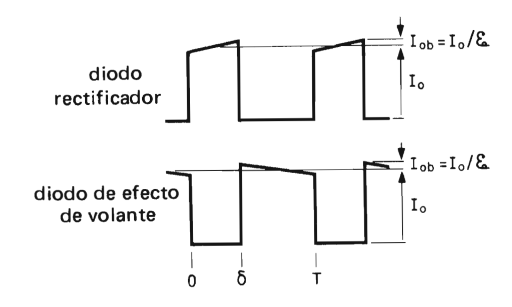
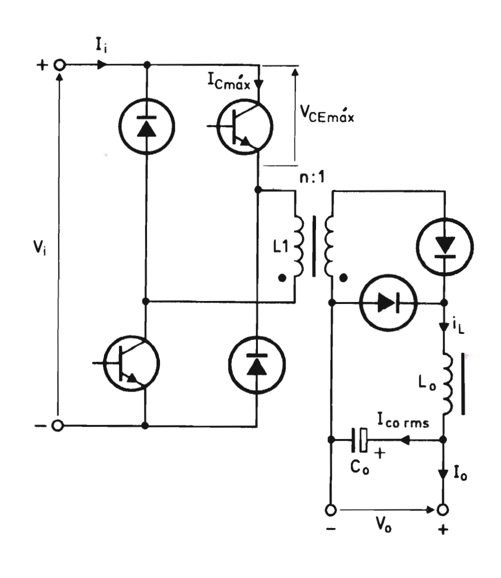


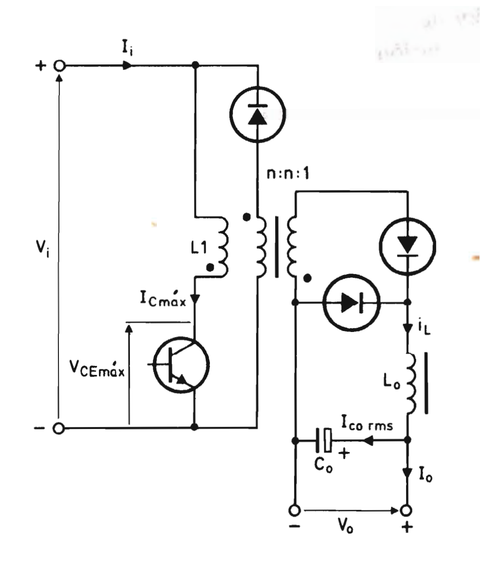
Figura 18. Formas de onda de la corriente de salida del diodo.

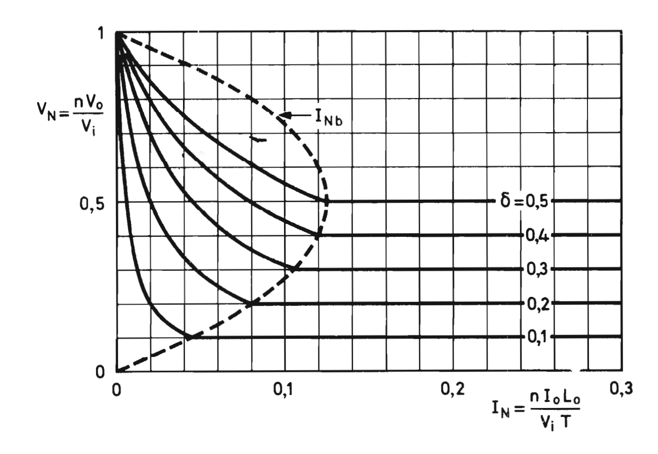
Tabla 8. Ecuaciones del convertidor directo. Las fórmulas para I_{Lr} y para la caída de I_0 a $I_{Co\ rms}$ para $I_0 > I_{ob}$ igual que la expresión para $I_{m1\ máx}$ son generalmente válidas.

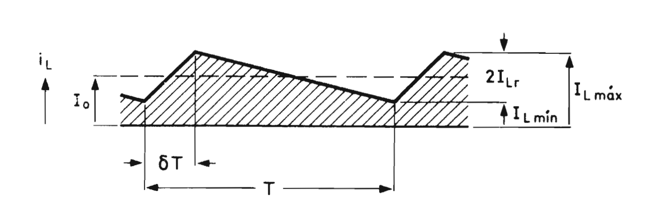
II Tipo de dos transistores



I Tipo de un transistor







$I_{Lr} = I_{ob}$ $\qquad \lambda = \dfrac{L1}{n^2 L_o}$

Tensión de salida	$V_N = \delta$ for $I_N \geqslant I_{Nb}$ $V_N = \delta^2/(2I_N + \delta^2)$ for $I_N \leqslant I_{Nb}$
Condición límite	$I_{ob} = \frac{\delta}{2}(1-\delta)\left(\frac{V_i T}{nL_o}\right)$ for $I_N = I_{Nb}$
I_o	$I_{L\,mín} + I_{ob}$ $I_{L\,máx} - I_{ob}$ $\frac{1}{2}(I_{L\,máx} + I_{L\,mín})$
$I_{L\,máx}$	$I_o + I_{ob}$
$I_{L\,mín}$	$I_o - I_{ob}$
I_i	$\frac{\delta I_o}{n}$
$I_{m1\ máx}$	$\frac{\delta T V_i}{n^2 \lambda L_o}$
$I_{C\,máx}$	$\frac{I_o + I_{ob}}{n} + \frac{\delta T V_i}{n^2 \lambda L_o}$
$V_{CE\,máx}$	$2V_i$ en circuito I, V_i en circuito II
$I_{co\ rms}$	$\approx 0{,}6\, I_{ob}$

deben ser bajos de modo que la ondulación de salida no sea excesiva.

La corriente de ondulación a través del condensador no debe ser superior al nivel nominal. En el convertidor directo, la autoinducción de salida proporciona un apreciable filtrado de corriente. La figura 19 muestra la corriente del condensador, su valor se expresa como:

$$I_{CO\ rms} = \frac{I_{Ob}}{\sqrt{3}} = \frac{I_O}{\&\sqrt{3}}. \qquad (59)$$

Para & = 15 la ecuación (59) pasa a:

$$I_{CO\ rms} = 0{,}04 I_O. \qquad (60)$$

Se debe utilizar un condensador electrolítico ya que la capacidad necesaria es grande. Los tipos adecuados son condensadores electrolíticos de aluminio serie 2222 106 3....

13. TABLA DE ECUACIONES DEL CONVERTIDOR

En la tabla 8 se dan las ecuaciones para el convertidor directo. Las fórmulas de la tensión de salida se deducen

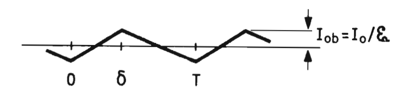


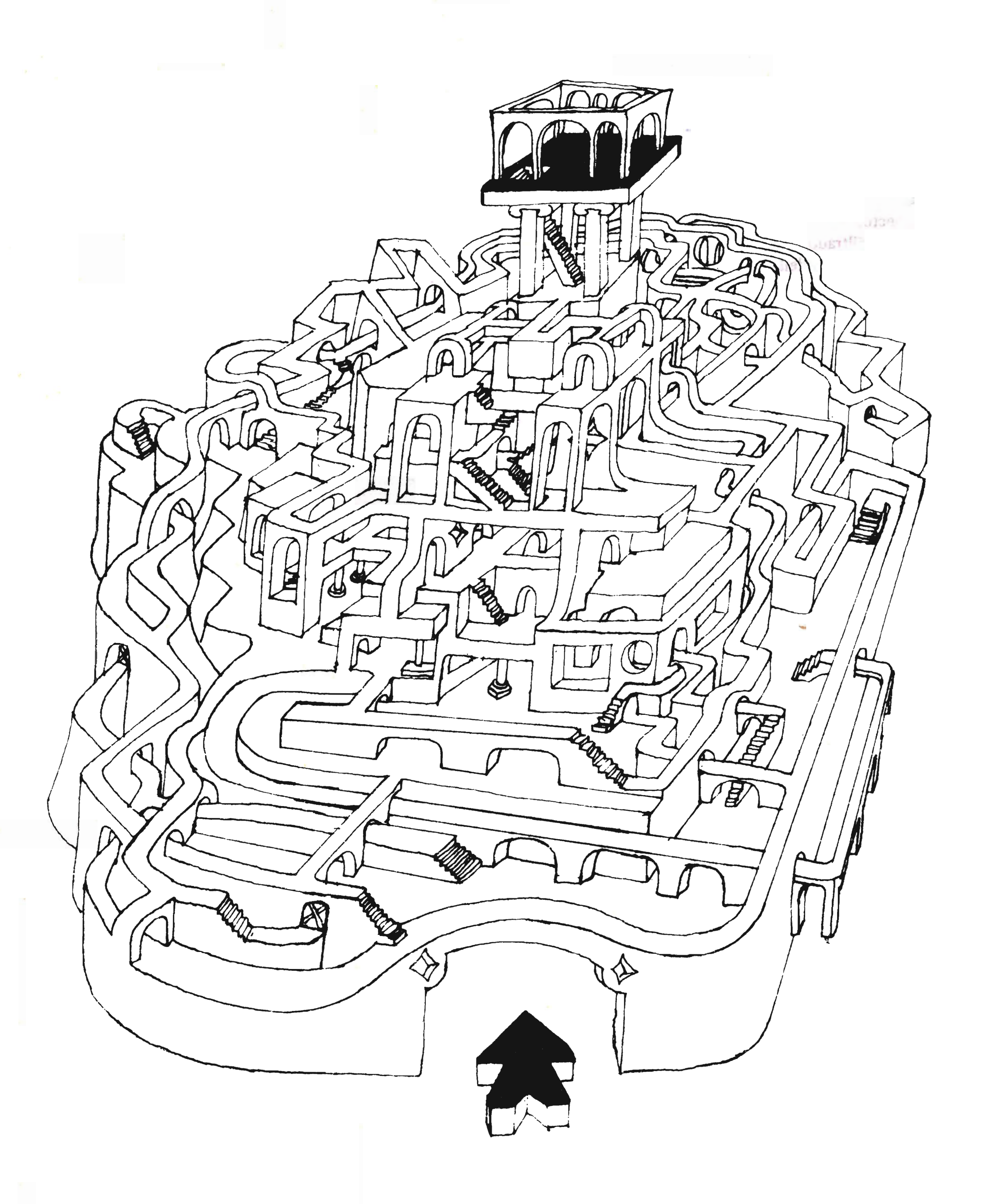
Figura 19. Corriente alterna en el condensador de salida.

resolviendo la expresión V_n que se da en ordenadas del gráfico, y se obtienen las dos expresiones inferiores de "tensión de salida":

$$\left.\begin{aligned} V_O &= \delta V_i/n \text{ for } I_O \geqslant I_{Ob}, \\ V_O &= \frac{(\delta V_i)^2}{\dfrac{2n^2 L_O I_O}{T} + V_i \delta^2 n} \text{ for } I_O \leqslant I_{Ob}, \end{aligned}\right\} \qquad (61)$$

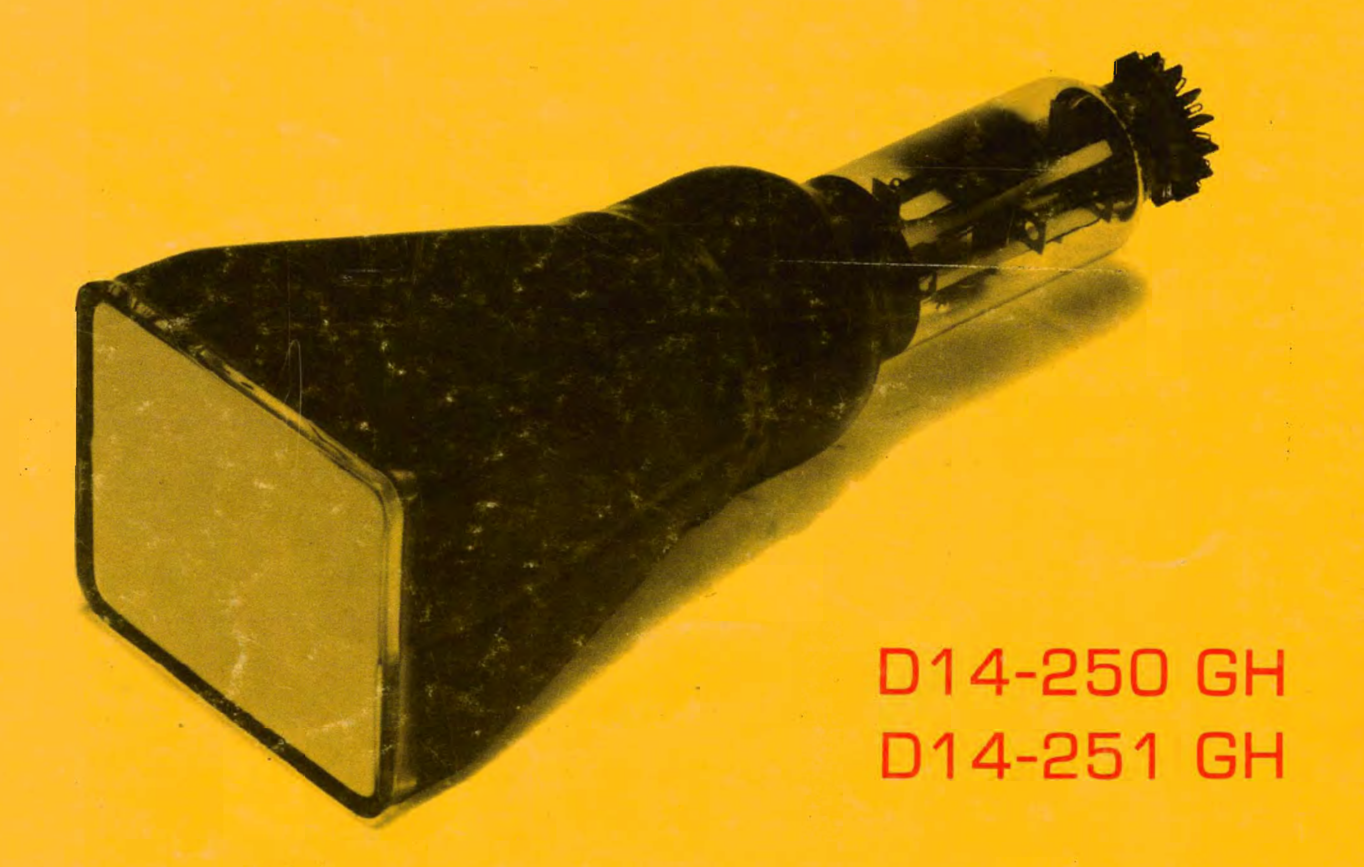
donde

$$I_{Ob} = \frac{\delta}{2}(1-\delta)\left(\frac{V_i T}{n L_O}\right).$$



¿Cuál es el recorrido para llegar a la parte superior de la figura?

NUEVOS TUBOS DE RAYOS CATODICOS CON PANTALLA RECTANGULAR



Ventajas de los tubos de rayos catódicos rectangulares

- ahorro de superficie en el panel frontal del instrumento
- ahorro de espacio en el interior del instrumento
- posibilidad de presentación más moderna y eficiente.

El empleo de tubos de rayos catódicos con pantalla rectangular adquiere cada día mayor importancia debido a que se tiende actualmente a construir aparatos compactos y de reducido tamaño. Además de ofrecer una presentación más moderna, el tubo de rayos catódicos rectangular permite un mejor aprovechamiento de la superficie del panel frontal y del espacio interior del aparato.

Hasta ahora el empleo de pantallas rectangulares ha estado limitado a los tubos destinados a instrumentos de mediano y elevado ancho de banda, provistos de mandos para regulación y de posdesviación. Las mejoras tecnológicas introducidas en la producción de tubos de rayos catódicos permite ahora aplicar pantallas rectangulares a tipos económicos, con monoaceleración, para instrumentos de pequeño ancho de banda.

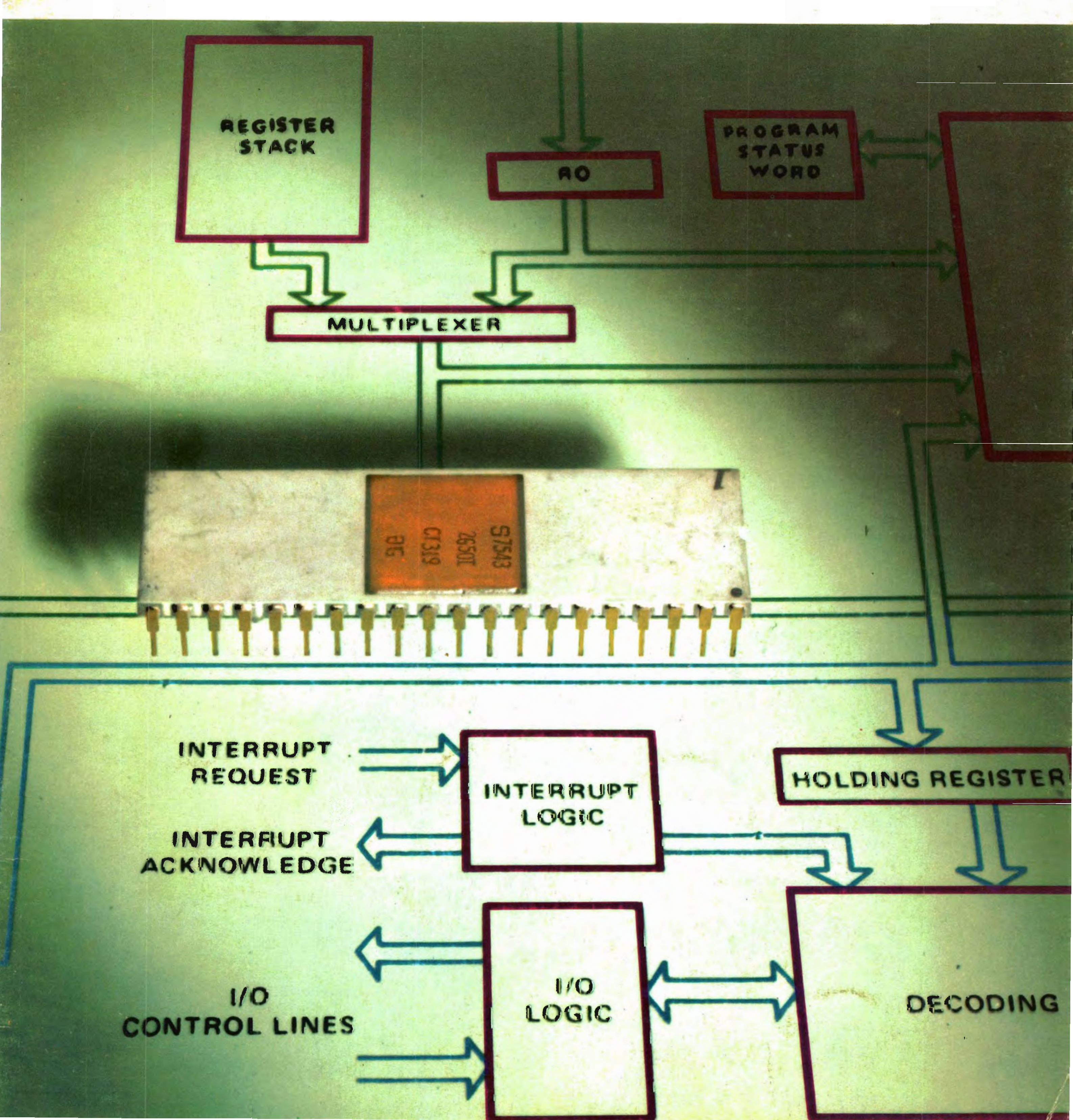
El tubo de rayos catódicos D14-250GH, es un tubo rectangular diseñado para ser empleado en osciloscopios con un ancho de banda de hasta 10 MHz. Tiene una pantalla útil de 10 × 8 cm y, para una tensión de aceleración típica de 2 kV, los coeficientes de desviación son de 24 V/cm (horizontal) y 13 V/cm (vertical). La longitud total del tubo, incluido soporte, es de 331 mm. Las características del filamento son: 6,3 V y 300 mA.

El tubo de rayos catódicos D14-251GH, es idéntico al anterior, salvo el filamento (6,3 V, 95 mA).

Estos nuevos tubos tienen las mismas dimensiones que el D14-260GH, lo que permite la construcción de osciloscopios en dos estilos (uno para 0-10 MHz y otro para 0-15-20 MHz) empleando análogo chasis y mueble.

REVISTA "Miniwatt"

Vol. 15-Núm. 3 MARZO 1976 40 Ptas.

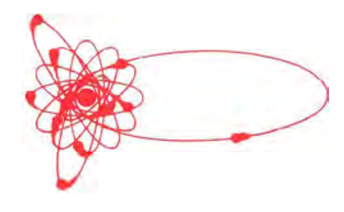




¿Ilusión óptica o movimiento continuo?

REVISTA "Miniwatt"

Publicación de aplicaciones electrónicas



Director:
LUIS ROIZ NORIEGA

Editor:
JUAN GARRIGA PUJOL

Redacción:
M.ª DOLORES FORNS-SAMSO

Delineación y compaginación:
M.ª CARMEN LAJUSTICIA

Suscripciones:
ROSA MARIA TORRES

Publicada por:

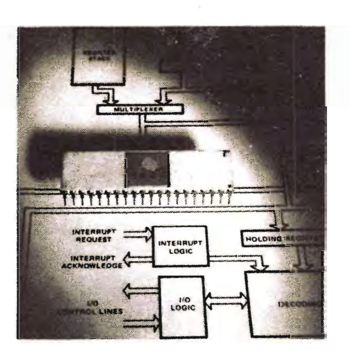
COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCION ANUAL
(11 números) 350 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 30 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:
Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

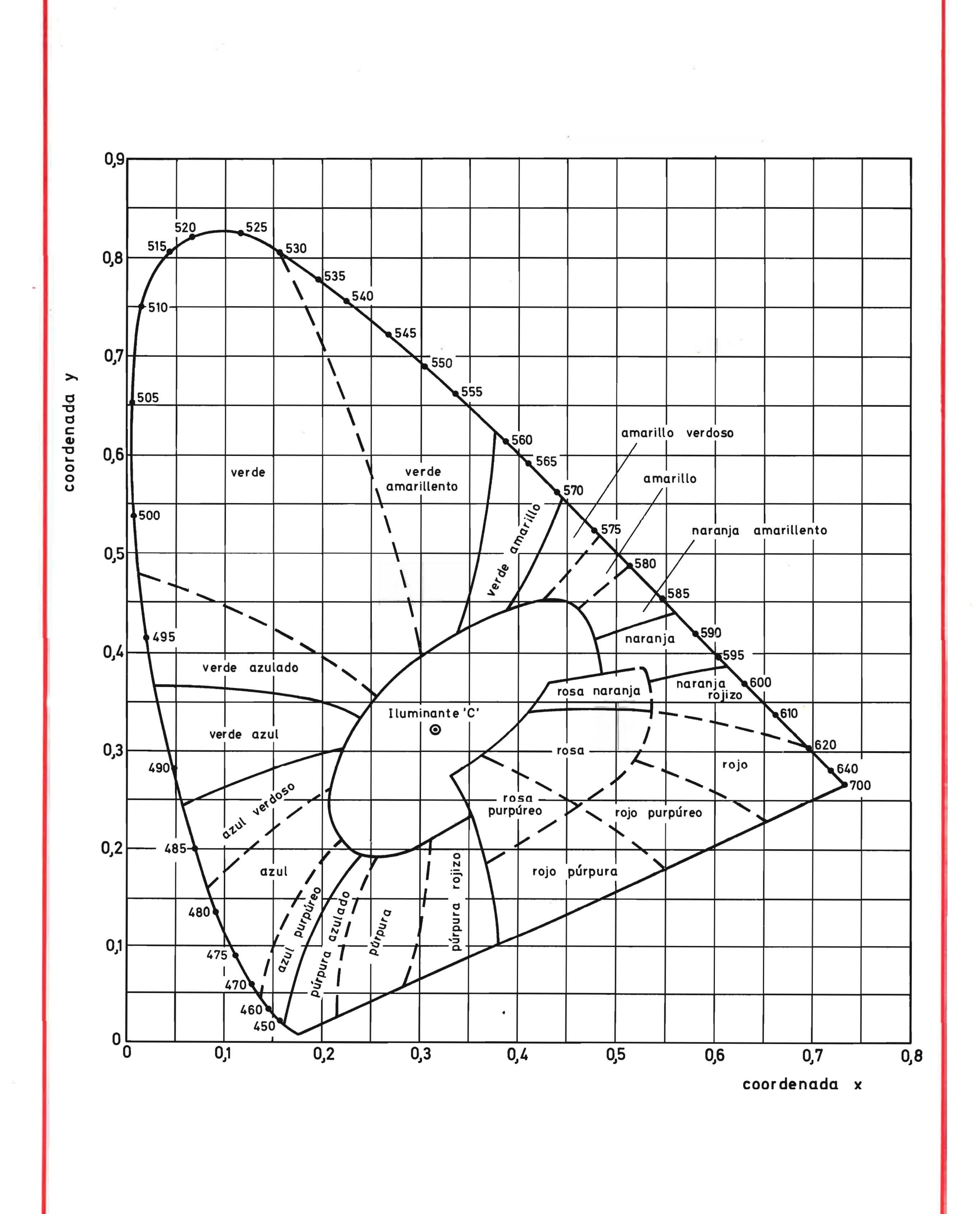
Depósito Legal: B.18.387-61
GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona



Microprocesador Signetics 2650, de tecnología N MOS, de palabra de 8 bits y con posibilidad de hasta 32 K de programa. Destaca su facilidad de empleo y aplicación.

ÍNDICE




0,9
0,8
0,7
0,6
0,5
0,4
0,3
0,2
0,1
0
0,1
0,2
0,3
0,4
0,5
0,6
0,7
0,8
coordenada y
coordenada x
520
525
515
530
535
540
510
545
550
555
505
560
565
570
575
580
585
590
595
600
610
620
640
700
500
495
490
485
480
475
470
460
450
verde
verde amarillento
amarillo verdoso
amarillo
verde amarillo
naranja amarillento
naranja
verde azulado
Iluminante 'C'
rosa naranja
naranja rojizo
verde azul
rosa
rojo
azul verdoso
rosa purpúreo
rojo purpúreo
azul
rojo púrpura
púrpura rojizo
azul purpúreo
púrpura azulado
púrpura

TERMISTORES NTC DE DOS PUNTOS PARA MEDIDA Y CONTROL

En este artículo se da una breve descripción de las características de la serie de termistores NTC de dos puntos, presentando además interesantes ejemplos de aplicación dentro del campo de los sistemas de medida y de control de temperatura.

INTRODUCCION

Se denominan termistores "de dos puntos" debido a que los valores de resistencia y las tolerancias se especifican en dos puntos, cerca de la parte superior e inferior del margen de temperatura de cada uno. La serie de termistores de "dos puntos" proporciona, en cuatro gamas de temperatura que se solapan, una precisa detección de temperatura de –30°C a +200°C. Dentro de las gamas de temperatura especificadas, la dependencia de la resistencia del termistor con relación a la temperatura sigue aproximadamente una ley exponencial, y la tolerancia de resistencia no excede el ±8% del valor nominal. Estas resistencias tienen una elevada sensibilidad, reflejada en un elevado valor de B, por lo que son muy adecuadas para ser utilizadas junto con circuitos sencillos. Los termistores son especialmente útiles en aplicaciones que requieren la conmutación de un circuito de carga a una temperatura predeterminada. Los sensores de temperatura y los circuitos de carga que utilizan termistores "de dos puntos" pueden emplearse en aplicaciones tales como sistemas frigoríficos, equipos de acondicionadores de aire, sistemas de agua caliente y calderas.

RENDIMIENTO Y DETALLES MECANICOS

Margen de temperatura

Los termistores "de dos puntos" cubren de –30°C a +200°C en cuatro gamas. Se seleccionaron las gamas para que fuesen compatibles con las aplicaciones prácticas de control de temperatura dentro de cuatro zonas principales.

- –30 a –10°C (termistor 2322 640 90003) para aplicaciones tales como congeladores;
- –20 a +25°C (termistor 2322 640 90002) para sistemas frigoríficos y de acondicionamiento de aire;
- +25 a +100°C (termistor 2322 640 90004) para control de calentadores de agua;
- +100 a +200°C (termistor 2322 640 90005) para ca-

lefacción a vapor de alta presión y procesos de alta temperatura.

La figura 2 muestra claramente la relación resistencia-temperatura de las cuatro gamas.

Precisión

Las temperaturas de los extremos del margen de cada termistor tienen una precisión de 2°C aproximadamente. Por ejemplo, el termistor 2322 640 90002 tiene una resistencia y una tolerancia de 1,215 kΩ ±7% a 25°C (temperatura máxima) y de 8,6 kΩ ±8% a 20°C (temperatura mínima). Esta tolerancia es tal que se alcanzará el valor nominal de resistencia dentro de un margen de ±2°C para ambas temperaturas. El termistor 2322 640 90003 (–30 a –10°C) tiene una precisión de ±1°C en ambos extremos de su margen.

Sensibilidad

El valor de beta o *B* (símbolo alternativo *β*) es un índice de la sensibilidad térmica y, a efectos prácticos, es constante dentro de la gama de temperaturas de trabajo de un termistor. Se calcula el valor de *B* a partir de medidas realizadas a dos temperaturas absolutas de 298 K (25°C) y 358 K (85°C), sin tener en cuenta la gama de temperatura de trabajo individual. Con estas temperaturas standard, es posible realizar una comparación directa de los valores *B* de los distintos materiales termosensibles. La constante se escribe como $B\frac{25}{85}$ y se expresa en grados Kelvin.

Para los termistores "de dos puntos", *B* es lo suficientemente elevado como para reducir al mínimo la necesidad de amplificación, especialmente en sistemas sencillos de control de bucle cerrado. Si se requiere amplificación, se logra fácilmente utilizando un circuito integrado de bajo precio o amplificadores con componentes discretos.

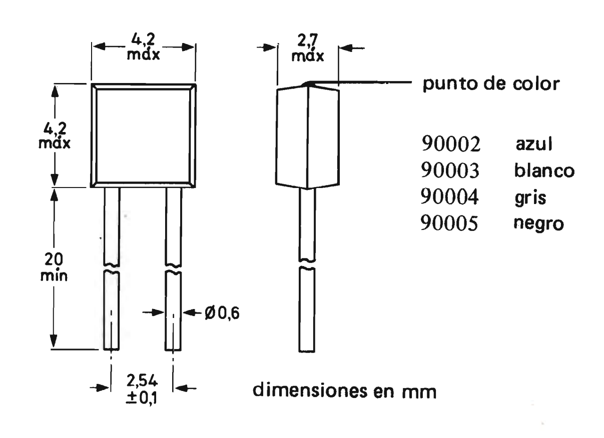


Figura 1. Croquis acotado de la cápsula de un termistor "de dos puntos".

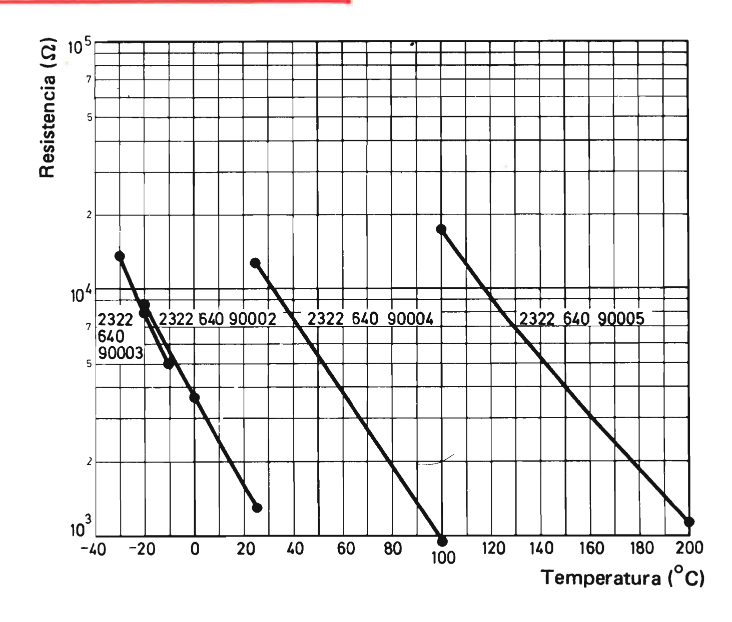


Figura 2. Las cuatro gamas de temperatura especificadas para la serie de termistores "de dos puntos".

Constante de tiempo

Debido a que su tamaño y peso son reducidos, un termistor "de dos puntos" tiene una constante de tiempo corta, incluso si se encuentra en un medio gaseoso. Si se utiliza en un sistema de control de temperatura, un termistor "de dos puntos" responde a un cambio de temperatura en un tiempo mucho más corto que otros mecanismos de control.

Detalles mecánicos

El cuerpo moldeado de un termistor "de dos puntos" es aproximadamente de 4,2 mm^2 por 2,7 mm de grosor, y tiene dos terminales de cobre sólidos de una longitud de 20 mm aproximadamente. La figura 1 muestra un dibujo acotado del termistor. Su peso es de 0,3 g aproximadamente. Se pueden montar en cualquier posición, en líquidos no agresivos, en medios gaseosos o fijados en la superficie de un cuerpo. La cápsula de plástico es de un polímero termoendurecido no inflamable que protege al termistor de las condiciones ambientales.

Tensión de prueba (aislamiento eléctrico)

La tensión de prueba de aislamiento de los termistores "de dos puntos" (medida entre los terminales y un cuerpo metálico en contacto con la caja) es de 350 V eficaces como mínimo. Para algunas aplicaciones puede ser necesario un aislamiento eléctrico adicional.

FABRICACION DE TERMISTORES NTC

Los termistores NTC se preparan a partir de óxidos de elementos de transición del grupo del hierro, tales como Cr, Mn, Fe, Co, y Ni. Estos óxidos tienen una elevada resistividad en estado puro, pero se pueden convertir en materiales semiconductores mediante la sustitución de parte de los iones por otros que tienen una valencia distinta. Por ejemplo:

a) Oxido de hierro Fe_2O_3, en el que se reemplaza parte de los iones Fe^{3+} por iones titanio (Ti^{4+}). Estos iones Ti^{4+} están compensados por una cantidad igual de iones Fe^{2+} para mantener la neutralidad eléctrica. A temperaturas bajas los electrones adicionales de los iones Fe^{2+} se sitúan en los iones de hierro cercanos a los iones Ti^{4+}, pero a temperaturas elevadas estos electrones extra se apartan gradualmente de estas posiciones y contribuyen a la conductividad. En este ejemplo, un electrón cargado negativamente es el portador de carga móvil, por lo tanto, se obtiene un material semiconductor "tipo N".
b) Oxido de níquel NiO, u óxido de cobalto CoO, en los que los iones Ni^{2+} o los iones Co^{2+} se sustituyen parcialmente por iones litio (Li^{1+}). Estos iones Li^{1+} están compensados por una cantidad igual de iones Ni^{3+} o iones Co^{3+}. A temperaturas bajas, los "huecos" (electrones que faltan) de los iones trivalentes están cerca de los iones de litio y están libres para desplazarse a través de los cristales a temperaturas más elevadas. En este ejemplo, un "hueco" cargado positivamente es el portador de carga móvil, por lo tanto, se obtiene un material semiconductor "tipo P".

A veces se agregan óxidos estabilizadores a los materiales semiconductores para obtener una mejor reproductividad y estabilidad de las características. La elección de la composición depende totalmente del coeficiente de temperatura y resistencia requeridos.

El proceso de fabricación es similar al utilizado en la industria cerámica. Después de un mezclado intensivo y de añadir un aglutinante plástico, se moldea el material para darle la forma apropiada; ya sea por extrusión para varillas o por prensado para discos. (En la serie de termistores "de dos puntos" se utilizan discos.) Después del moldeado se sinterizan las piezas a elevada temperatura. Los contactos eléctricos se efectúan utilizando pasta de plata, por depositación al vacío o mediante técnicas de pulverización del metal.

El elemento termosensible se aisla de las condiciones ambientales mediante una cápsula que en los termistores "de dos puntos" es de plástico.

TEORIA DE DISEÑO

Resistencia

Para calcular la resistencia de un termistor es necesario conocer la resistencia a una temperatura y el valor de B dentro de su gama de temperaturas de trabajo.

Para cualquier termistor NTC, la relación entre resistencia y temperatura es aproximadamente igual a:

$$R \approx Ae^{B/T} \qquad (1)$$

donde R es la resistencia en ohmios a la temperatura absoluta T. Los términos A y B son constantes para un termistor determinado y e es la base de los logaritmos naturales ($e = 2,7183$).

Para un termistor NTC determinado, se puede calcular el valor exacto de B en cualquier gama especificada

de temperaturas, midiendo su resistencia en dos temperaturas T_1 y T_2 dentro de dicho margen. Así, de la ecuación 1 se obtiene:

$$R_1 = Ae^{B/T_1}, \quad (2a)$$

y

$$R_2 = Ae^{B/T_2}, \quad (2b)$$

de donde:

$$B = \frac{\log_e (R_1/R_2)}{(1/T_1) - (1/T_2)} \,. \quad (3)$$

Se puede utilizar este valor de B junto con el valor de la resistencia medida a una temperatura para calcular R en cualquier punto de la gama de temperaturas de trabajo del termistor.

De la ecuación 3 se deduce la expresión:

$$R = R_1 e^{B(1/T - 1/T_1)}, \quad (4)$$

donde R es la resistencia desconocida a la temperatura T y R_1 el valor conocido de la resistencia a la temperatura T_1. Ambas temperaturas están expresadas en grados Kelvin.

Característica tensión-corriente

La figura 3 muestra la relación típica entre la caída de tensión y la corriente en un termistor NTC. Estas características, dibujadas en una escala doble logarítmica, fueron medidas en dos temperaturas ambiente, siendo $T_{amb(1)}$ inferior a $T_{amb(2)}$. Se midieron los puntos dibujados en las curvas cuando se alcanzó el equilibrio térmico.

Para corrientes muy bajas, la disipación de potencia es demasiado pequeña para influir notablemente en la temperatura del termistor. Por lo tanto, bajo estas condiciones, la relación tensión-corriente es lineal. Al aire libre y a temperatura ambiente, esta región lineal alcanza los puntos A y B. Más allá de estos puntos, el elemento termosensible, la cápsula y el aire ambiente son incapaces de transmitir con facilidad todo el calor que resulta de la disipación de potencia. Por consiguiente, la temperatura interna aumenta como resultado del efecto calefactor I^2R, produciendo un descenso en la resistencia del termistor. Entonces aparece una curvatura en la característica tensión-corriente, indicando no linealidad, como se muestra en la figura 3. En los puntos C y D, la tensión alcanza un valor máximo que disminuye al aumentar más la corriente.

Aunque la relación lineal tensión-corriente se extiende a los puntos A y A', el termistor es útil todavía hasta los puntos C y C'. Más allá de estos puntos, la temperatura del dispositivo aumenta, dando lugar a una disminución de la resistencia. Por consiguiente, la temperatura del termistor sufre otro aumento. Este efecto se denomina normalmente "embalamiento térmico", y causa una temperatura excesiva (y disipación) del termistor, y su consiguiente destrucción. Los circuitos de aplicación de los termistores NTC deben diseñarse de forma que se evite el "embalamiento térmico".

Las curvas ($A'C'$, $B'D'$) y (AC, BD) de la figura 3 muestran que el rendimiento a la temperatura ambiente más baja $T_{amb(1)}$ es similar al rendimiento a la temperatura ambiente más elevada $T_{amb(2)}$, pero que se deben aplicar corrientes más bajas al termistor para evitar que se aparte de la región lineal de la característica. Ambas curvas ilustran la mayor capacidad de manejo del termistor cuando está montado sobre un disipador de calor.

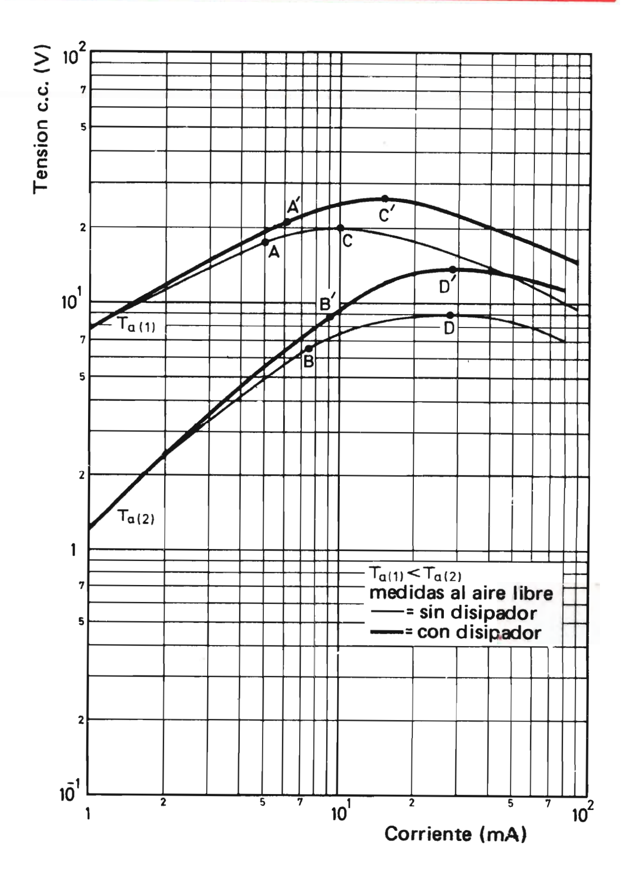


Figura 3. Características tensión-corriente para dos temperaturas ambiente para un termistor NTC. Las curvas muestran que la región lineal alcanza A' y B' cuando el termistor está montado sobre un disipador.

Factor de disipación δ

Cuando un termistor está disipando potencia, la temperatura del cuerpo del termistor será mayor que la temperatura ambiente. Si cambia la corriente, también variarán la disipación de potencia, la temperatura del cuerpo y la resistencia del termistor. La variación de la resistencia provoca una variación adicional en la disipación de potencia. La relación entre dichas variaciones se define en función de la disipación y de la temperatura del termistor en la siguiente ecuación.

El factor de disipación:

$$\delta = \frac{W_2 - W_1}{T_2 - T_1} \text{ mW/°C},$$

donde W_1 es la disipación de potencia inicial (en milivatios) a la temperatura del cuerpo del termistor T_1, y W_2 es la disipación final de potencia a la temperatura del cuerpo del termistor T_2.

Constantes de tiempo térmicas

Cuando se produce un cambio en la temperatura del termistor como resultado de un cambio en la temperatura ambiente o un cambio en la disipación de potencia del termistor, éste logrará la estabilidad de forma similar a la que se muestra en la figura 4. No sólo influye en la evaluación de la constante de tiempo τ la resistencia térmica entre el elemento y su cápsula sino también la existente entre ésta y el ambiente.

La figura 5 muestra un circuito eléctrico simplificado de las características térmicas del termistor. La batería E_1 representa la temperatura ambiente inicial T_a, y el resistor R_1 representa la resistencia térmica entre el ambiente y la cápsula. El resistor R_2 representa la resistencia térmica entre la cápsula y el elemento. Cuando el conmutador pasa a la posición 2, la tensión E_2 (que representa la nueva temperatura ambiente T_b) se aplica a la red R_1C_1 (R_1 representa la resistencia térmica entre la cápsula y el ambiente y C_1 la capacidad térmica de la cápsula y sus soportes). Una fracción de dicha tensión se aplica a la red R_2C_2 (R_2 representa la resistencia térmica entre el elemento y la cápsula y C_2 la capacidad térmica del elemento). Los valores de R_2 y C_2 son constantes para un determinado termistor y su cápsula. Por el contrario los valores de R_1 y C_1 dependen de la disposición de montaje del termistor y su entorno.

Con el termistor situado al aire el valor de R_1 es mucho mayor que el de R_2 mientras que en aceite u otros medios de buena conductividad térmica sucede casi siempre lo contrario.

Si se produce un cambio en la temperatura ambiente, el termistor tardará algún tiempo en alcanzar la nueva temperatura. Se define la constante de tiempo térmico τ como el tiempo después del cual la diferencia de temperatura entre termistor y ambiente es sólo el 36,8% (e^{-1}) del cambio original.

Para evitar imprecisiones en las medidas de las constantes de tiempo, el termistor ha de soportar una disipación

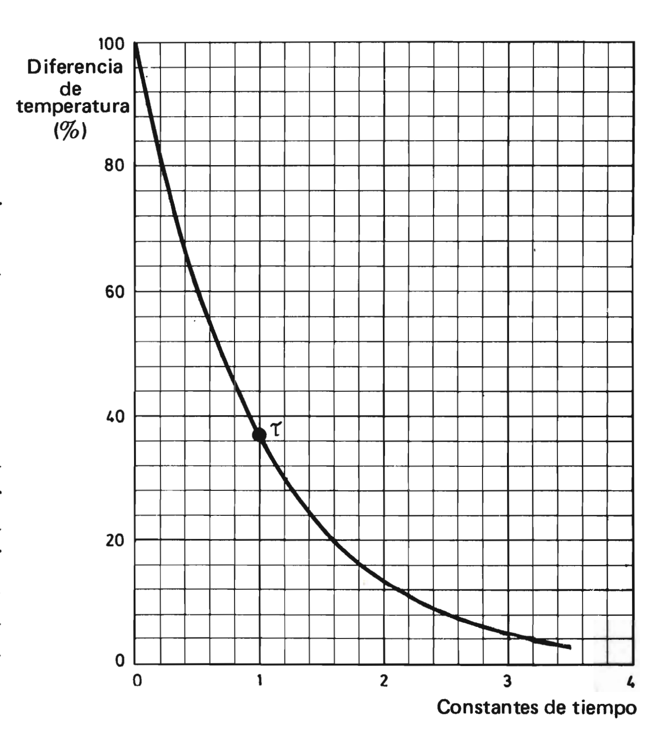


Figura 4. Respuesta del termistor a un cambio de temperatura (análoga a la característica de descarga de un condensador).

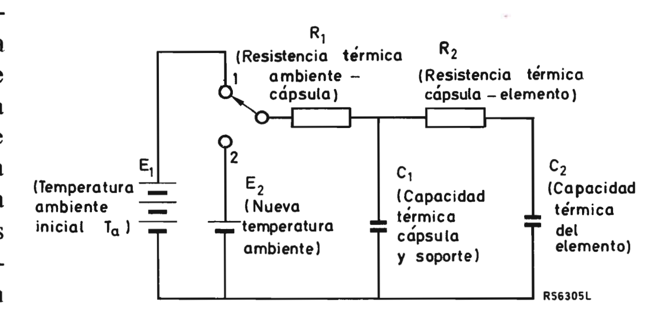


Figura 5. Circuito eléctrico equivalente representando las características térmicas de un termistor (la respuesta del termistor al cambio de temperatura es similar a la característica de descarga de un condensador).

de potencia despreciable. La figura 4 muestra una curva exponencial del cambio de la temperatura del termistor en tanto por ciento en un tiempo igual a tres veces la constante de tiempo. La constante de tiempo τ se muestra claramente en la curva. La diferencia inicial entre la temperatura del termistor y la nueva temperatura ambiente del cambio está representada por el 100%. La temperatura del termistor se acerca gradualmente a la nueva temperatura (0%) en la forma indicada por la curva. Generalmente, se considera que se ha logrado el equilibrio térmico después de haber pasado un tiempo igual a tres veces la constante de tiempo (3 τ).

Funcionamiento en aire

Cuando un termistor que está disipando una potencia despreciable se somete a un cambio de temperatura del aire ambiente, la constante de tiempo es τ_{aire}. Para los termistores de dos puntos, τ_{aire} está comprendida entre 17 s y 19 s. Con estos valores, la temperatura de los termistores estará dentro del 5% de la temperatura final de un cambio en la temperatura del aire, después de aproximadamente un minuto (3 τ).

Funcionamiento en aire sobre un disipador

La constante de tiempo $\tau_{aire(rd)}$ se aplica a un termistor montado sobre un disipador de calor y se mide de la misma forma que τ_{aire}. Para los termistores de dos puntos $\tau_{aire(rd)}$ está comprendido entre 6 s y 12 s. Con estos valores, la temperatura de los termistores estará dentro del 5% de la temperatura final de un cambio en la temperatura del aire después de medio minuto aproximadamente (3 τ).

Funcionamiento en aceite

La constante de tiempo τ_{aceite} tiene una definición similar a la de τ_{aire} y a la de $\tau_{aire(rd)}$ con la diferencia de que se utiliza un baño de silicona en la medida. Se suspende el termistor en el aire que está a 25°C, y se mide la resistencia del termistor bajo condiciones de disipación de potencia despreciable. Se traslada el termistor al baño de aceite que está a una temperatura distinta de la del aire, y se mide la variación de la resistencia con respecto al tiempo. Para los termistores de dos puntos, τ_{aceite} está situado entre 1,3 s y 3 s. Con estos valores, la temperatura de los termistores estará dentro del 5% de la temperatura final de un cambio en la temperatura después de unos 9 segundos (3 τ).

Potencia nominal máxima

La potencia nominal máxima es la potencia máxima que el termistor puede disipar continuamente en aire quieto a temperatura ambiente de 25°C. Debido a que la disipación de potencia provoca un aumento de temperatura en el termistor, se ha de controlar la disipación del termistor para evitar su destrucción.

APLICACIONES DE LOS TERMISTORES DE DOS PUNTOS

Termómetro sencillo

La figura 6 muestra un circuito de un sencillo termómetro utilizando un termistor "de dos puntos". El margen de medida del termómetro está comprendido entre –20 y +22°C. Debido a que la ley de variación de la resistencia del termistor se aproxima a una característica cuadrática, el termómetro es sensiblemente lineal en la gama de 0 a +20°C. La figura 7 y la tabla 1 muestran la

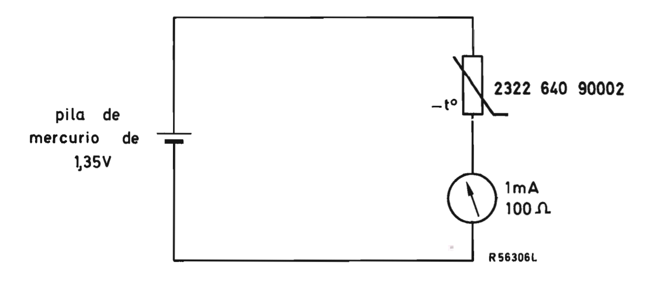


Figura 6. Circuito de un termómetro sencillo que utiliza un termistor 2322 640 90002.

Tabla 1. *Valores de la resistencia del termistor y de la corriente a través del instrumento de medida a diversas temperaturas.*

Temperatura (°C)	2322 640 90002 Resistencia nominal del termistor (Ω)	Corriente en el instrumento de medida (mA)
–20	8600	0,155
–15	6690	0,199
–10	5253	0,252
– 5	4163	0,317
0	3327	0,394
+ 5	2681	0,485
+10	2176	0,593
+15	1780	0,718
+20	1465	0,863
+22	1385	0,926

calibración de escala del instrumento de medida de acuerdo con la resistencia nominal del termistor 2322 640 90002. Esta calibración corresponde a un instrumento de cuadro móvil de 1 mA a fondo de escala, con una resistencia interna de 100 Ω. Una pila de mercurio de 1,35 V proporciona una adecuada tensión de referencia estable para el termómetro. En los datos de la figura 7 y la tabla 1, se ha supuesto que la pila tiene una resistencia interna despreciable. Si no es así tales circunstancias han de compensarse en la calibración de la escala del instrumento de medida. Utilizando otros termistores de dos puntos se pueden conseguir otras gamas de temperatura.

Indicador de temperatura diferencial

La figura 8 muestra un sencillo circuito indicador de temperatura diferencial que proporciona una indicación útil de la estabilidad térmica en ambientes con la temperatura controlada (por ejemplo, hornos de laboratorio).

La figura 9 muestra una curva de calibración de la escala del instrumento de medida trazada a partir de los valores dados en la tabla 2. Estos valores se refieren a los termistores nominales 2322 640 90002. El termistor R_1 está a una temperatura de referencia de 20°C, y el termistor R_2 está expuesto a cambios de temperatura alrededor de 20°C. La precisión de la calibración depende de las temperaturas de trabajo y del grado en el que los termistores están "compensados" por los resistores (R_3 y R_4) en el puente. El circuito proporciona una característica aproximadamente lineal, pero se introduce error variando la resistencia en paralelo con los dos termistores. En este circuito, el error es de un 5% aproximadamente a fondo de escala. Los valores de la tabla 2 fueron calculados para un instrumento de cuadro móvil de 200-0-

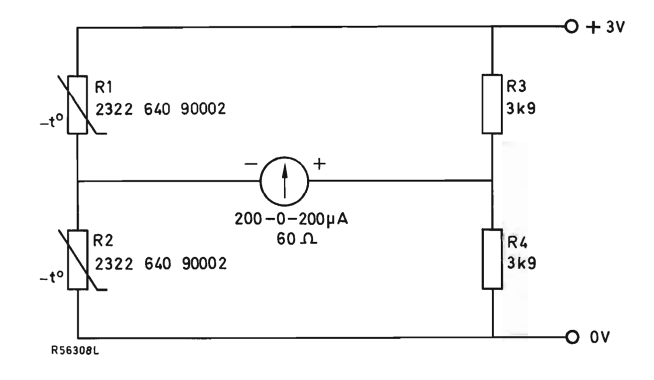


Figura 8. Circuito indicador de temperatura diferencial.

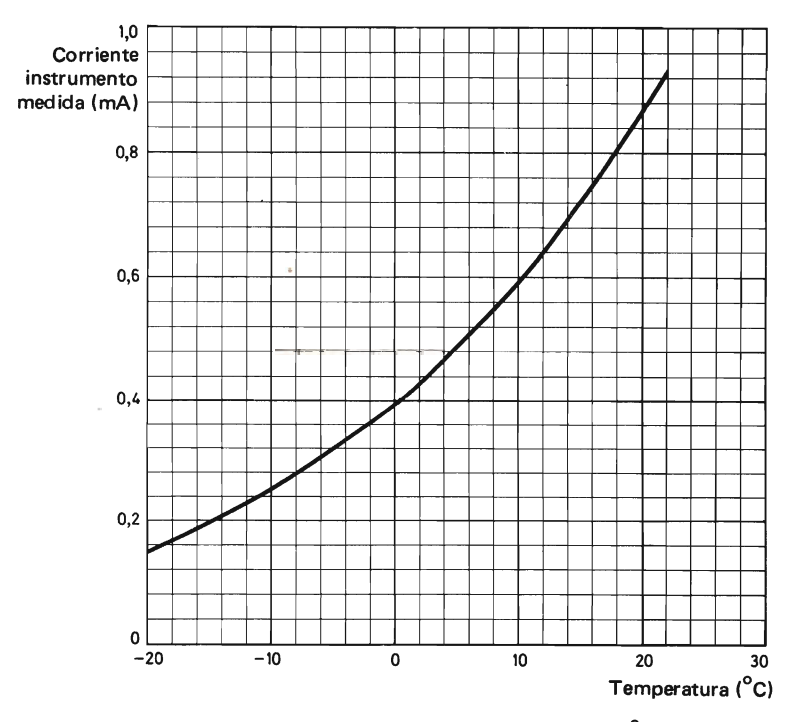


Figura 7. Calibración de la escala del instrumento de medida eléctrico, de mA a °C, para un termómetro sencillo.

200 μA a fondo de escala, con una resistencia interna de 60 Ω, y una fuente de alimentación de resistencia despreciable. Las variaciones de estas condiciones de circuito han de compensarse en la calibración de la escala del instrumento de medida.

Tabla 2. ***Corriente nominal en el instrumento de medida para diferencias de temperatura de unos 20°C referidos a 0°C.***

Diferencia de temperatura (°C)	Corriente en el instrumento de medida (μA)
−20	−199
−15	−154
−10	−105
− 5	− 54
0	0
+ 5	+ 54
+10	+109
+15	+163
+18	+194
+20	+215

Dispositivo de alarma del punto de congelación

La figura 10 muestra el circuito de un dispositivo de alarma del punto de congelación. Este aparato proporciona una alarma visual de peligro de congelación. Este circuito está diseñado para ser utilizado en el automóvil u otras aplicaciones que necesitan un dispositivo de alarma de temperatura, y se puede ajustar para que funcione a temperaturas alrededor del punto de congelación.

Se utiliza un par de transistores con resistencia de emisor común en el circuito para acusar los cambios de resistencia del termistor R_3 (2322 640 90002) que forma una rama de un puente. Mediante el resistor R_8 se aplica cierta histéresis para evitar disipación excesiva al transistor TR_3. El circuito enciende la lámpara cuando la temperatura cae a 0° C. Si es necesario, se puede ajustar el punto de funcionamiento cambiando el valor del resistor R_1. Para poder efectuar un ajuste preciso de la temperatura de alarma se incluye en serie con R_1 el resistor R_2 de bajo valor que se cambia hasta obtener la temperatura deseada. Este procedimiento resulta más aconsejable que utilizar un potenciómetro. Un aumento en el valor de R_1 resulta en una temperatura de alarma más baja.

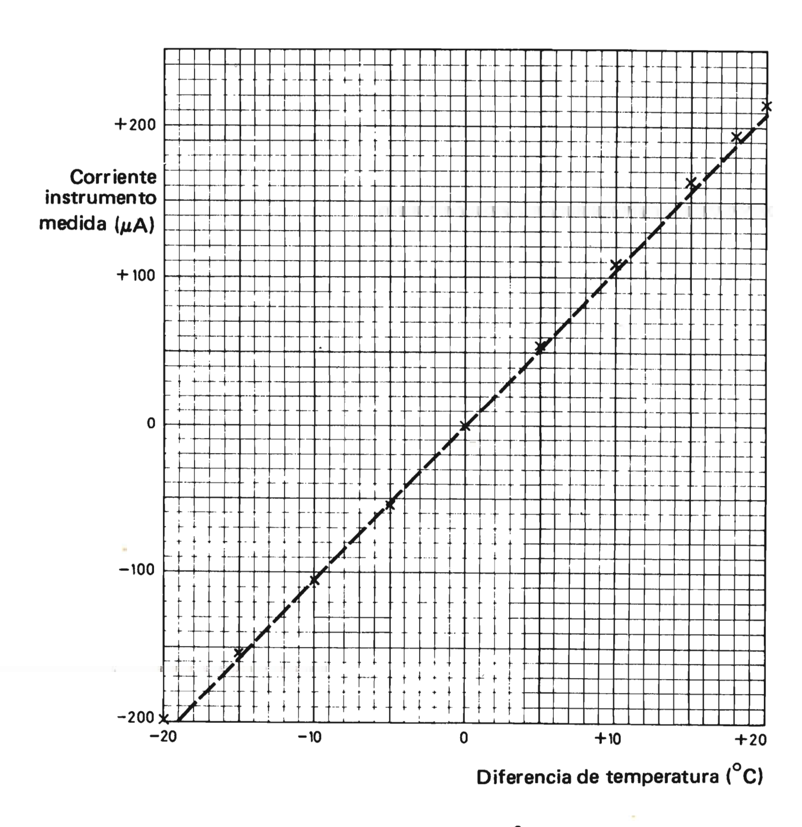


Figura 9. Calibración de la escala del instrumento de medida, de μA a °C, para el indicador de temperatura diferencial.

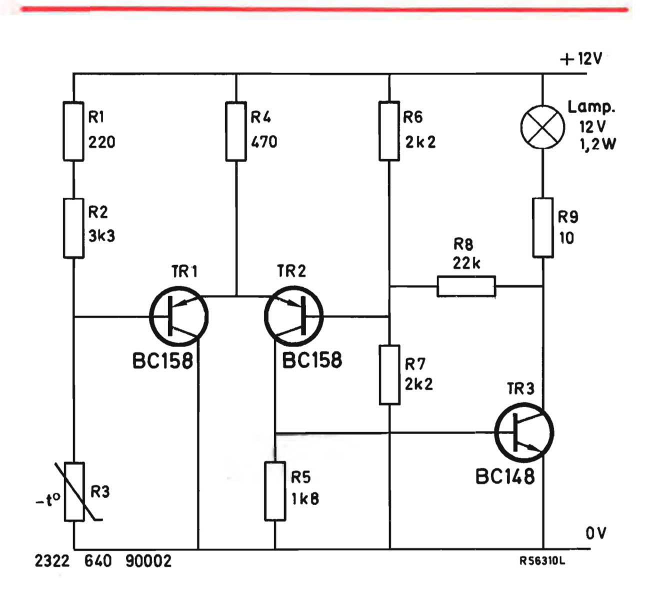


Figura 10. Dispositivo de alarma del punto de congelación.

Termostatos sencillos

La figura 11a y 11b muestran circuitos de termostatos sencillos que utilizan el termistor 2322 640 90002 como elemento sensor. Se utilizan dos transistores BC147 en una configuración de resistencia de emisor común en ambos circuitos para proporcionar inmunidad a las variaciones de la temperatura ambiente y de la tensión de red. Ambos circuitos del termostato utilizan relés, y funcionan en la gama de 0 a 25°C.

El circuito de la figura 11a está alimentado directamente de la red y, por lo tanto, sólo es adecuado para aplicaciones donde todo el circuito, incluyendo el termistor, puede estar adecuadamente aislado y protegido. La alimentación del circuito se obtiene mediante el resistor reductor R_1, y para evitar una disipación excesiva en este resistor se debe utilizar un relé sensible tal como el Keyswitch M51. Este es un relé de 5,8 kΩ, 48 V (que trabaja en este circuito por debajo de su tensión nominal), con contactos de 5 A. La temperatura de trabajo se fija mediante R_2. Al aumentar el valor de R_2, disminuye la temperatura de conmutación. Las aplicaciones de este circuito son numerosas, por ejemplo, calefactores domésticos, calefactores de invernaderos y frigoríficos.

El segundo circuito, que se muestra en la figura 11b, utiliza un transformador de red para proporcionar aislamiento de la red. Debido a que no se incluye en el circuito un resistor reductor de alta potencia, se puede utilizar un relé de tensión inferior y de menos sensibilidad. Para el circuito se recomienda el relé Keyswitch KMK de 580 Ω, 24 V. La temperatura de trabajo se fija mediante R_1. Un aumento en el valor de R_1 resulta de un descenso en la temperatura de accionamiento.

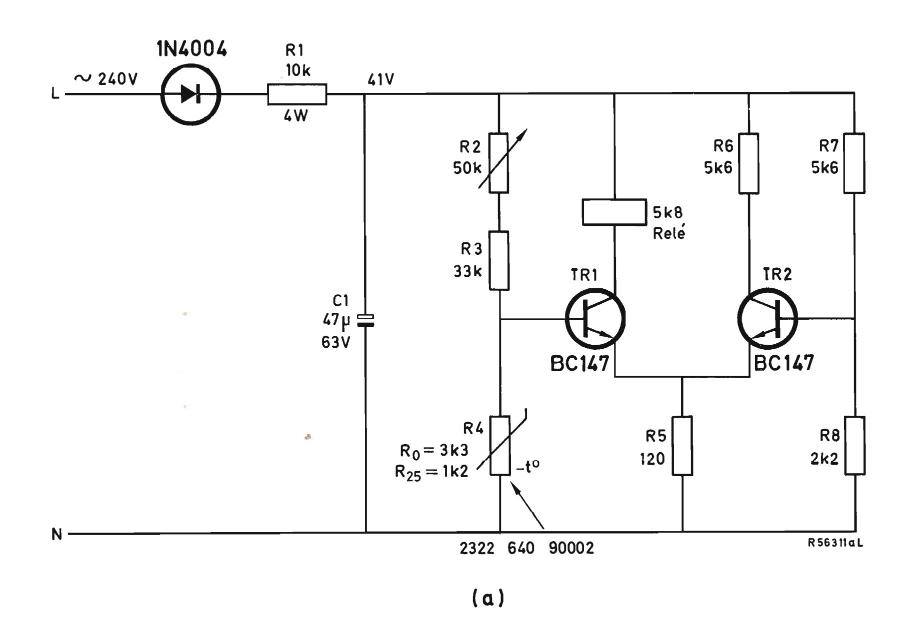
Sencillo estabilizador de temperatura de baja potencia

La figura 12 muestra el esquema de un sencillo estabilizador de temperatura para el control de la temperatura de cualquier pequeño componente electrónico montado en un bloque metálico. Una utilización típica de esta aplicación es una cámara para contener un cristal piezoeléctrico. El circuito mantiene constante la temperatura del bloque con una tolerancia de ±0,5°C para un cambio en la temperatura ambiente de 0 a 40°C, o para un cambio en la tensión de red de 8 a 16 V. Se utiliza un termistor 2322 640 90004 como sensor de temperatura.

Se conectan tres resistores R_1, R_2, R_3 y el termistor R_4 para formar un puente entre los terminales de alimentación. Los resistores R_1 y R_2 se hacen iguales debido a que se requiere que la tensión media en los terminales de entrada del amplificador operacional TBA221 sea la mitad de la tensión de alimentación. De forma similar, el valor de R_3 se hace igual a la resistencia del termistor a la temperatura del bloque requerida. Además, para reducir al mínimo los efectos de la corriente diferencial de entrada del TBA221, también se igualan las resistencias de ambas ramas del puente. Por lo tanto, los valores de R_1, R_2 y R_3 se hacen iguales a R_4, que es la resistencia nominal del termistor a la temperatura deseada. La figura 21 muestra los valores nominales de resistencia para el termistor 2322 640 90004. Se debe tener en cuenta los márgenes de tolerancia de todos los resistores en el puente, incluyendo el termistor para calcular la temperatura de trabajo del bloque. Si se requiere que el bloque funcione con precisión en una temperatura nominal, se puede reemplazar el resistor R_3 por un potenciómetro preajustable.

El termistor se acopla a un pequeño bloque de cobre o aluminio, los cuales también proporcionan la montura para el dispositivo cuya temperatura se ha de controlar. La tensión de equilibrio del puente que depende de la temperatura del termistor y por consiguiente de la del bloque, se aplica a los terminales de entrada del amplificador operacional TBA221.

El amplificador funciona en bucle abierto y actúa como un comparador de tensión con histéresis muy baja. El transistor BD132 es llevado a conducción o a bloqueo por el amplificador dependiendo de que la temperatura del bloque esté por debajo o por encima del valor deseado. Para una mayor simplicidad, y debido a que la potencia requerida es baja, se utiliza el propio transistor TR_1 como calefactor. Se dispone el transistor al bloque lo más cerca posible del termistor para reducir la resis-



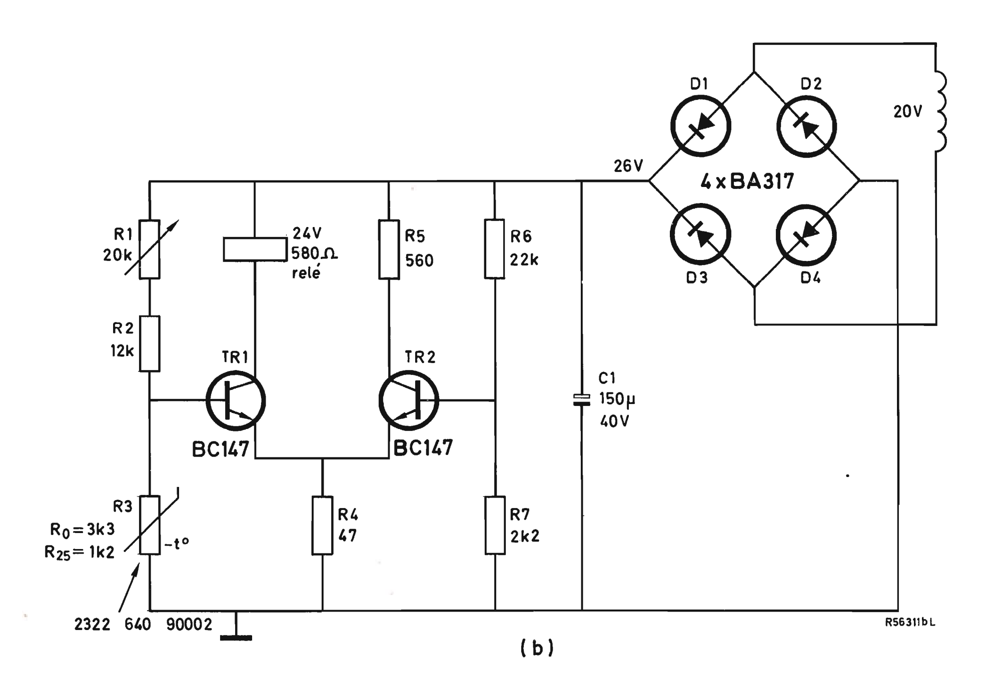


Figura 11. Termostatos simples, (a) activados directamente de la red, y (b) con un transformador de aislamiento de la red.

tencia térmica entre el transistor y el termistor a un valor pequeño, haciendo mínima de este modo, la oscilación de la temperatura del bloque alrededor del valor correcto.

La figura 13 muestra una disposición del bloque, transistor y termistor para la estabilización de la temperatura de un dispositivo pequeño. El dispositivo está colocado en un orificio taladrado en el bloque y el espacio entre la carcasa del dispositivo y el bloque se llena de un compuesto conductor de calor. El transistor y el termistor se acoplan al bloque mediante una placa y un tornillo de 3 mm. Para reducir el tiempo que el bloque tarda en calentarse y para minimizar la potencia requerida para mantener la temperatura de trabajo frente a las pérdidas de calor, el bloque ha de estar térmicamente aislado. Un método de facilitar el aislamiento consiste en colocar el bloque en una cavidad realizada en un bloque de poliestireno expandido.

La figura 14 muestra la variación de la temperatura del bloque al variar la temperatura ambiente (curva 1) y al variar la tensión de red (curva 2).

Control de fase de un elemento calefactor de baja potencia

La figura 15 muestra un circuito de control de fase que se puede utilizar para el control de temperatura en

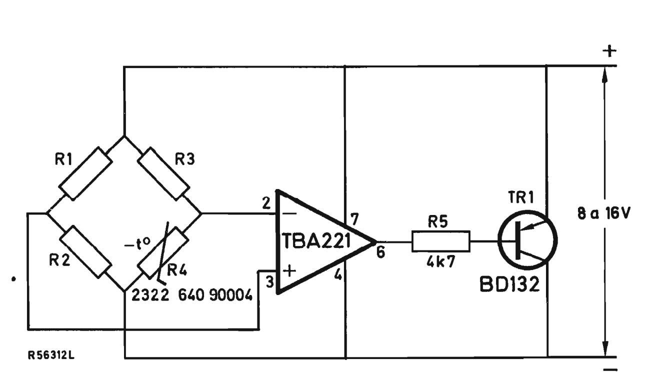


Figura 12. Estabilizador sencillo de temperatura.

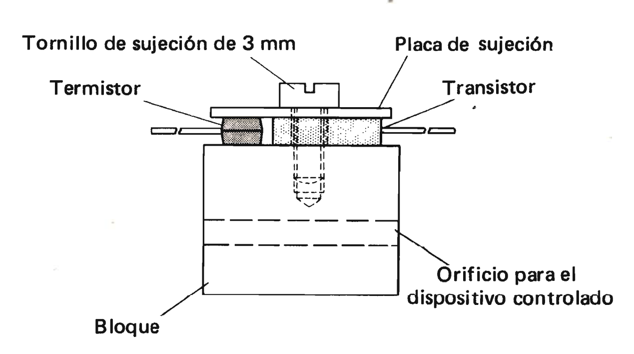


Figura 13. Una disposición del transistor, termistor y bloque para el estabilizador de temperatura.

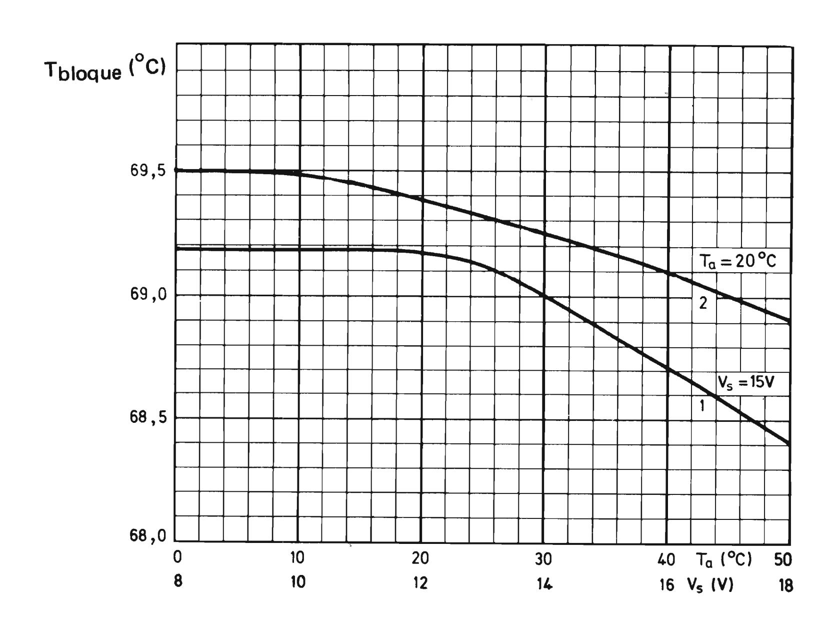


Figura 14. Variación de la temperatura del bloque con la temperatura ambiente (curva 1) y con la tensión de red (curva 2).

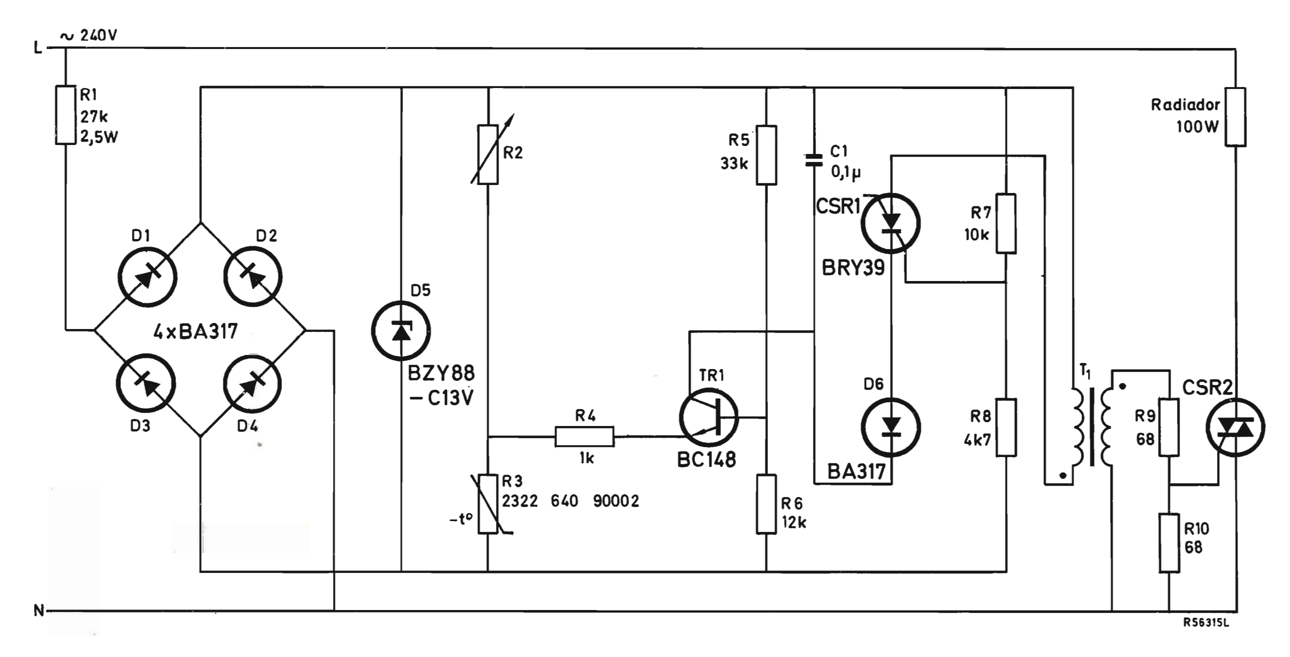


Figura 15. Circuito de control de fase para el control de un elemento calefactor de baja potencia.

aplicaciones de calefacción de baja potencia, tales como el revelado fotográfico. El termistor 2322 640 90002 forma una rama de un puente, que incluye un resistor variable R_2 y los resistores R_5 y R_6. El transistor TR_1 detecta el estado de equilibrio del puente. El pequeño y no crítico transformador de impulsos T_1 tiene unas 40 espiras en cada bobinado. El resistor R_4 reduce la ganancia del bucle de todo el sistema de control, que incluye el calefactor, la inercia térmica, el termistor y el circuito de control. El triac CSR_2 debe ser capaz de conducir una corriente de 2 A. Para el control de una temperatura de 20°C, el valor de R_2 es aproximadamente de 5,2 kΩ. Se puede deducir el valor de R_2 de la siguiente ecuación:

$$\left(\frac{R_3}{R_3 + R_2} \times 13V\right) + V_{BE} = \left(\frac{R_6}{R_6 + R_5} \times 13V\right)$$

Sustituyendo los valores de R_3, R_5 y R_6 se obtiene:

$$R_2 \simeq 3.54 \times R_3 .$$

La tabla 3 muestra los valores nominales de R_2 calculados para una gama de temperatura.

Nota: Este circuito no es adecuado para elementos calefactores que exceden los 200 W. La siguiente aplicación incluye un control para elementos de más potencia.

Tabla 3. *Valores de R_2 en la figura 15.*

Temperatura (°C)	R_2 (kΩ)
10	7.703
15	6.301
20	5.186
25	4

Control de un calefactor doméstico por trenes de ciclos completos

La figura 16 muestra el circuito de un calefactor doméstico que utiliza un circuito integrado TCA280A y un termistor 2322 640 90004 para proporcionar el control del elemento calefactor. Se deben utilizar trenes de ciclos completos en lugar del control de fase para el control de calefactores que exceden los 200 W para evitar una distorsión excesiva de las formas de onda de la tensión de red. Para el control los trenes de ciclos completos del elemento calefactor, el triac (o tiristor) se ceba o desceba para un número entero de semi-ciclos. Se realiza la conmutación en los puntos de cero de la tensión para hacer

mínimas la interferencia de radiofrecuencia y las distorsiones de las formas de onda de la tensión de red. La duración de los períodos de "encendido" y "apagado" combinados es de 30 s o más para reducir el parpadeo de los circuitos de iluminación que funcionan con la misma red, a un nivel aceptable. El TCA280A proporciona la conmutación en el punto de cruce por cero del período de la red, y se incluye un circuito diferencial en el circuito integrado para detectar el equilibrio del puente que contiene los resistores R_{13} y R_{14}, el potenciómetro de control R_1 y el termistor R_2. El resistor R_7 introduce una histéresis entre las patillas 6 y 7 del circuito integrado. El triac CSR_1 debe ser capaz de conducir una corriente de 13 A y debe montarse sobre un disipador de calor debido a que disipa unos 20 W cuando se utiliza un elemento calefactor de 3 kW.

Los valores de los componentes del circuito permiten una gama de ajuste de temperatura de 10 a 25°C aproximadamente. Una variación de temperatura de 25°C produce el cambio del control de apagado a encendido total. Básicamente, el termistor 2322 640 90004 está diseñado para la gama de temperatura de trabajo de 25 a 100°C, pero proporciona una resistencia convenientemente elevada dentro de la gama de 10 a 25°C para su utilización en el circuito de control por trenes de ciclos completos.

RESUMEN DE DATOS

El siguiente apartado facilita un resumen de datos, así como información adicional sobre los cuatro tipos de termistores NTC del grupo "de dos puntos"

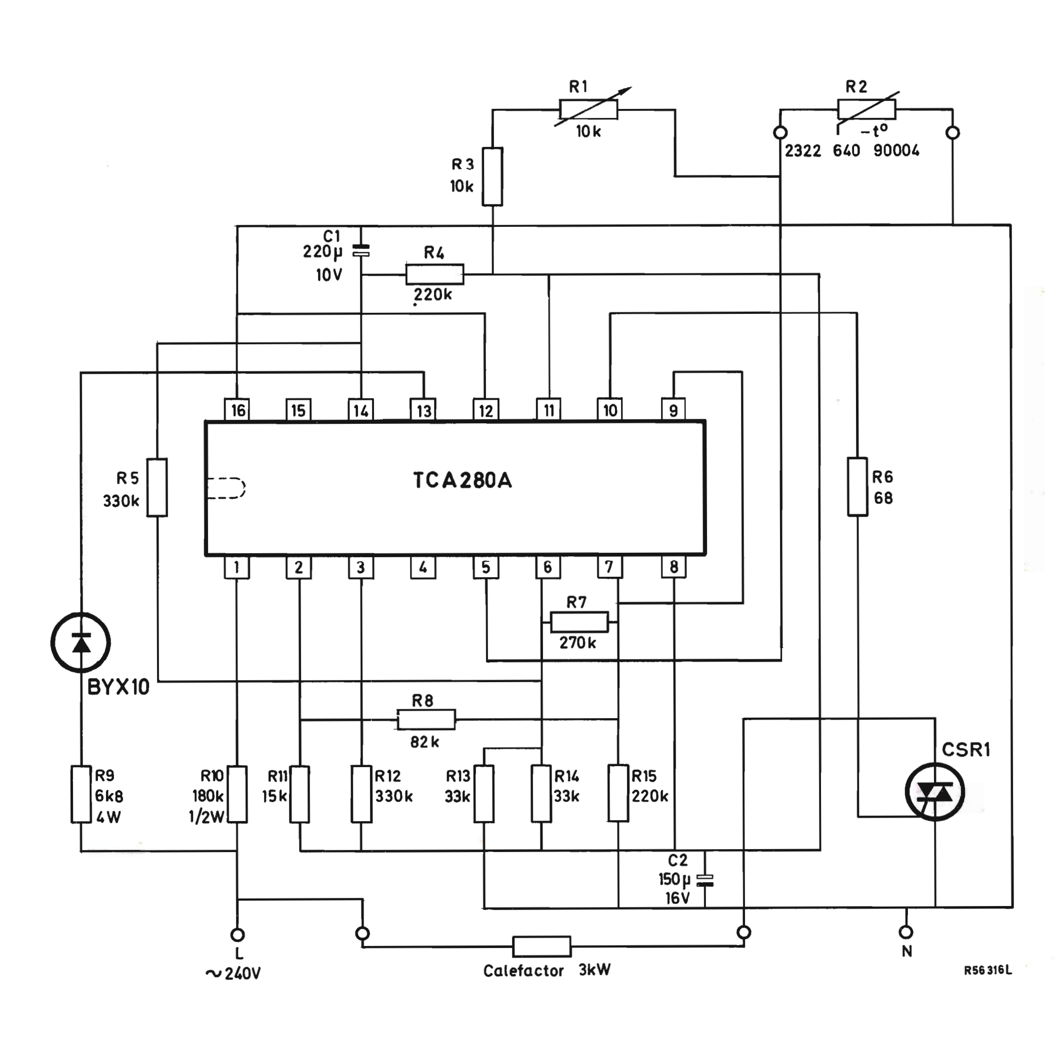


Figura 16. Calefactor doméstico incorporando el control por trenes de ciclos completos.

Especificación	Termistor 2322 640 90002	Termistor 2322 640 90003	Termistor 2322 640 90004	Termistor 2322 640 90005
Resistencia	(fig. 17) a −20°C: 8,6 k ±8% a 0°C: 3,5 k aprox. a +25°C: 1,215 k ±7%	(fig. 20) a −30°C: 13,35 k ±5% a −20°C: 8 k ±4% a −10°C: 5 k ±4,5%	(fig. 21) a +25°C: 12 k ±7% a +100°C: 0,95 k ±5%	(fig. 24) a +200°C: 1,12 k ±7% a +100°C: 16,7 k ±7% a +25°C: 310 k aprox.
Disipación máxima en aire	0,25 W	0,25 W	0,25 W	0,25 W
Margen de temperaturas de trabajo				
a potencia cero	−25 a +85°C	−55 a +85°C	−10 a 125°C	−25 a 200°C
a potencia máxima	−25 a +55°C	−55 a +55°C	0 a +55°C	0 a +55°C
Valores de B (B_{85}^{25})	3425 K aprox.	3425 K aprox.	3750 K aprox.	4300 K aprox.
Factor de disipación (δ)				
sin disipador	6,7 mW/°C aprox.	6,7 mW/°C aprox.	7 mW/°C aprox.	7 mW/°C aprox.
con disipador (nota 1)	16 mW/°C aprox.	16 mW/°C aprox.	19 mW/°C aprox.	17,5 mW/°C aprox.
Constante de tiempo térmica				
en aire libre (τ_{aire})	17 s aprox.	17 s aprox.	19 s aprox.	19 s aprox.
con disipador en aire libre ($\tau_{aire\ rd}$)	6 s aprox.	6 s aprox.	10 s aprox.	12 s aprox.
de aire libre a baño aceite (τ_{aceite})	3 s aprox. (nota 2)	1,3 s aprox. (nota 3)	3 s aprox. (nota 4)	3 s aprox. (nota 4)
Características tensión-corriente	Figura 18	Figura 18	Figura 22	Figura 26
Característica resistencia-tiempo para una variación de temperatura en función escalón	Figura 19	Figura 19	Figura 23	Figura 25
Resistencia de aislamiento (medida entre terminales y disipador con una tensión de c.c. de 100 V)	100 MΩ (mín)	100 MΩ (mín)	100 MΩ (mín)	100 MΩ (mín)
Tensión de prueba (valor eficaz, medido entre terminales y disipador)	350 V (mín)	350 V (mín)	350 V (mín)	350 V (mín)
Soldadura				
soldabilidad	240°C (máx) para 4 s	240°C (máx) para 4 s (máx)	240°C (máx) para 4 s	240°C (máx) para 4 s (máx)
resistencia al calor	265°C (máx) para 11 s	265°C (máx) para 11 s (máx)	265°C (máx) para 11 s	265°C (máx) para 11 s (máx)
Marcaje	punto azul	punto blanco	punto gris	punto negro
Dimensiones	Figura 1	Figura 1	Figura 1	Figura 1

Notas:
1) Medidas realizadas en aire libre con el termistor montado sobre un disipador de calor: 100 X 100 X 1,5 mm.
2) Medida de la variación de la resistencia cuando se transfiere el termistor del aire libre a +25°C a un baño de aceite de silicona (MS200/5) a −20°C.
3) Medida de la variación de la resistencia cuando se transfiere el termistor del aire en reposo a +25°C a un baño de aceite de silicona (MS200/5) a −30°C.
4) Medida de la variación de la resistencia cuando se transfiere el termistor del aire libre a 25°C a un baño de aceite de silicona (MS200/5) a 85°C.

Termistor NTC 2322 640 90002: –20 a +25°C

El termistor 2322 640 90002 es económico, preciso y fiable, con una respuesta rápida. El termistor funcionará en la gama de temperaturas de –20 a +25°C para las aplicaciones de supervisión y control de sistemas frigoríficos y de enfriamiento de aire. Las temperaturas de los extremos del margen tienen una precisión de ±2°C. Se puede colocar el termistor en cualquier posición en un líquido inerte o en un medio gaseoso, o se puede fijar en la superficie de un cuerpo mediante grapas o pegado.

Aplicaciones

- Controles de ambiente en automóviles.
- Sistemas de acondicionamiento de aire.
- Refrigeradores, incluyendo unidades con congeladores auxiliares.
- Aplicaciones de supervisión y control de procesos industriales.

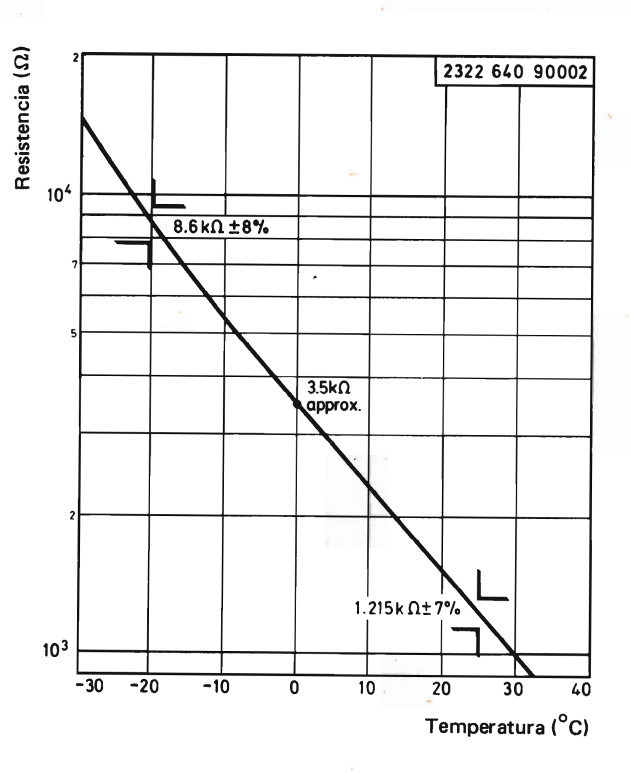


Figura 17. Característica resistencia-temperatura para un termistor 2322 640 90002 en el margen de temperatura de –20 a +25°C.

Termistor NTC 2322 640 90003: –30 a –10°C

El termistor 2322 640 90003 está diseñado para utilizarse en equipos congeladores y otros aparatos que trabajan a baja temperatura, y para procesos que actúan en

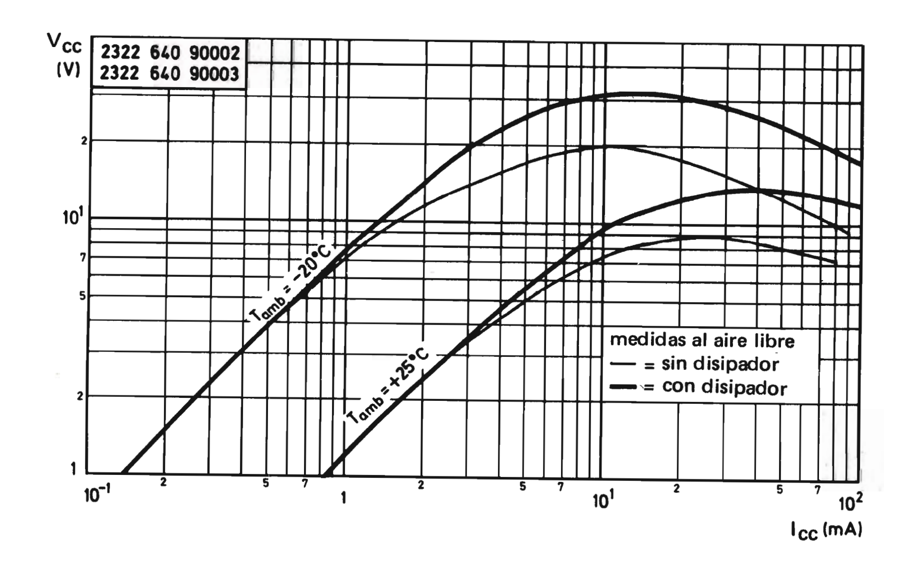


Figura 18. Curvas características tensión-corriente los termistores 2322 640 90002 y 2322 640 90003, sin disipador y montados sobre un disipador de calor, para dos temperaturas ambiente.

la gama de –30 a –10°C. En estas temperaturas extremas se tiene una precisión de ±1°C. Se puede disponer el termistor en cualquier posición en un líquido inerte o medio gaseoso, o se puede fijar en la superficie de un cuerpo mediante grapas o pegado.

Aplicaciones

- Congeladores.
- Circuitos de supervisión y control de instalaciones de congelación.
- Instalaciones de congelación rápida para la manipulación comercial de comestibles.
- Control y supervisión de procesos industriales a baja temperatura.

Termistor NTC 2322 640 90004: 25 a 100°C

El termistor 2322 640 90004 es un dispositivo de precisión de amplio margen para la mayoría de aplicaciones en la supervisión de temperaturas y en el control de sistemas suministradores de agua caliente, sistemas refrigeradores de líquidos, baños de agua y soluciones acuosas. Las temperaturas extremas tienen una precisión de ±2°C. Se puede disponer el termistor en cualquier posición en un líquido inerte o medio gaseoso, o se puede fijar a la superficie de un cuerpo mediante grapas o pegado.

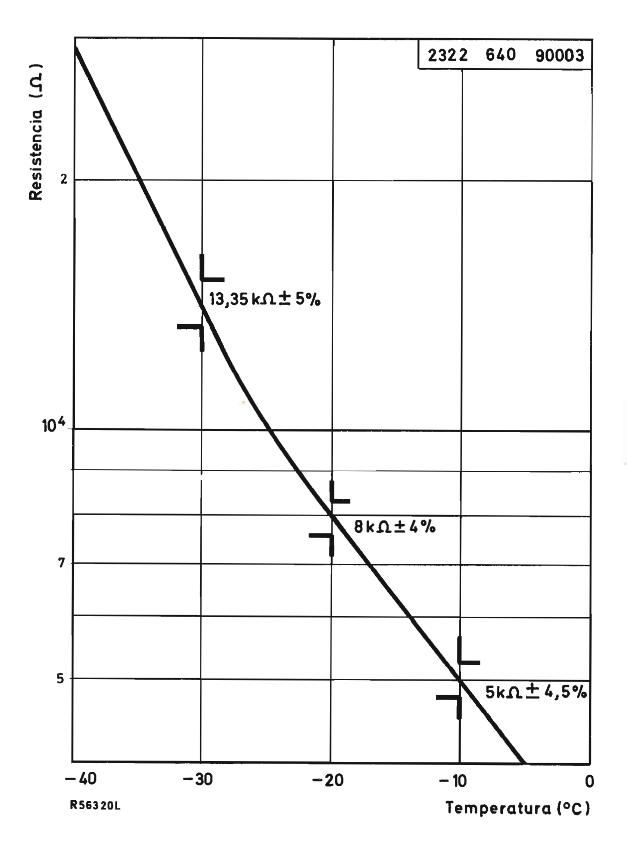


Figura 20. Característica resistencia-temperatura para el termistor 2322 640 90003 en el margen de temperatura de –30 a –10°C.

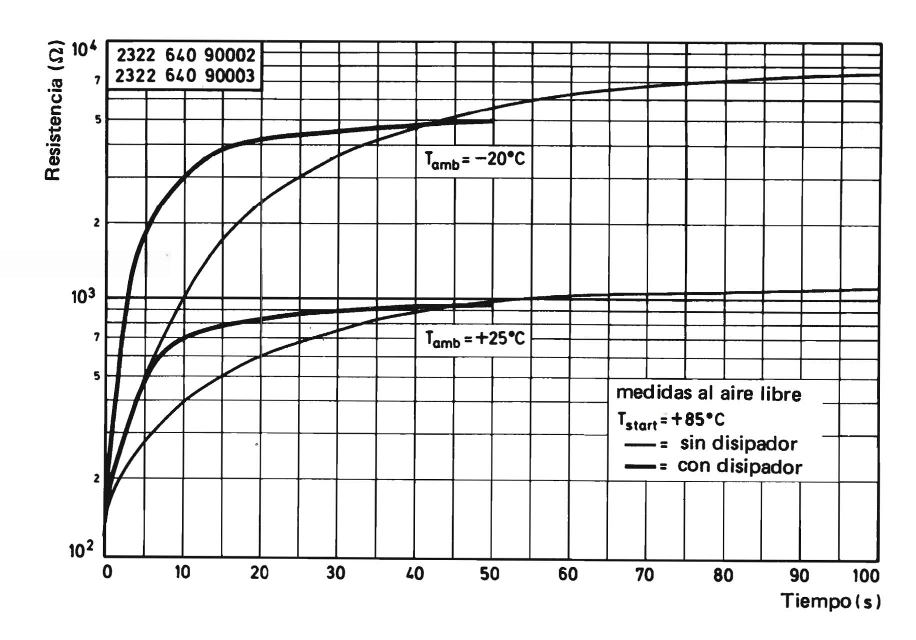


Figura 19. Características de respuesta para los termistores 2322 640 90002 y 2322 640 90003, sin disipador y montados sobre un disipador de calor, para dos temperaturas ambiente.

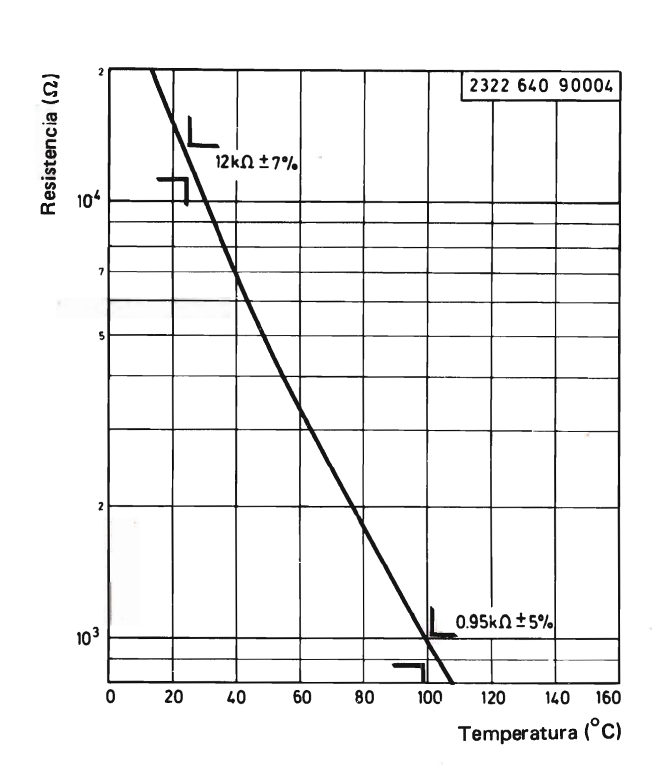


Figura 21. Característica resistencia-temperatura para el termistor 2322 640 90004 en el margen de temperatura de +25° a +100°C.

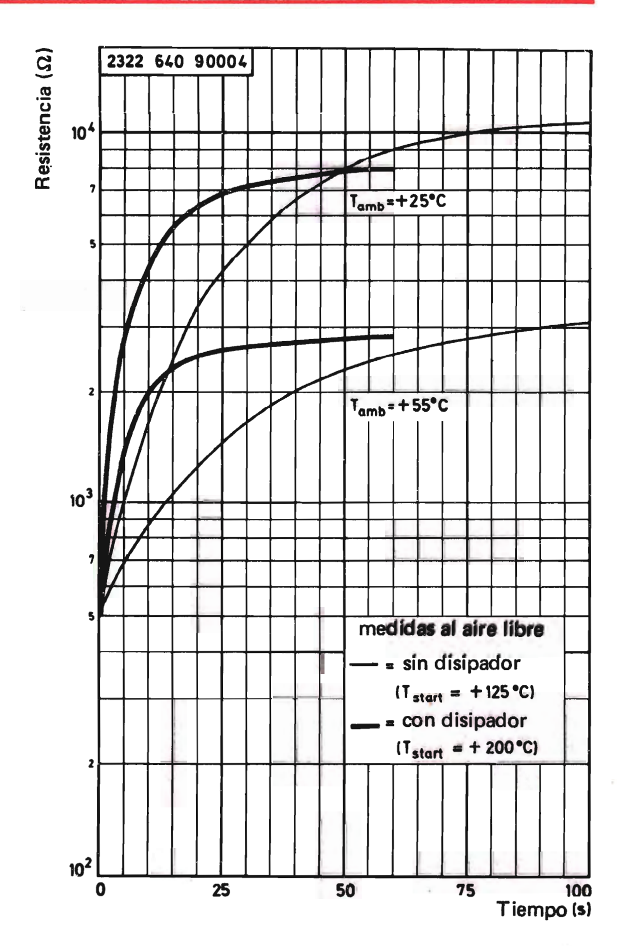


Figura 23. Características de respuesta para el termistor 2322 640 90004, sin disipador y montado sobre un disipador de calor, para dos temperaturas ambiente.

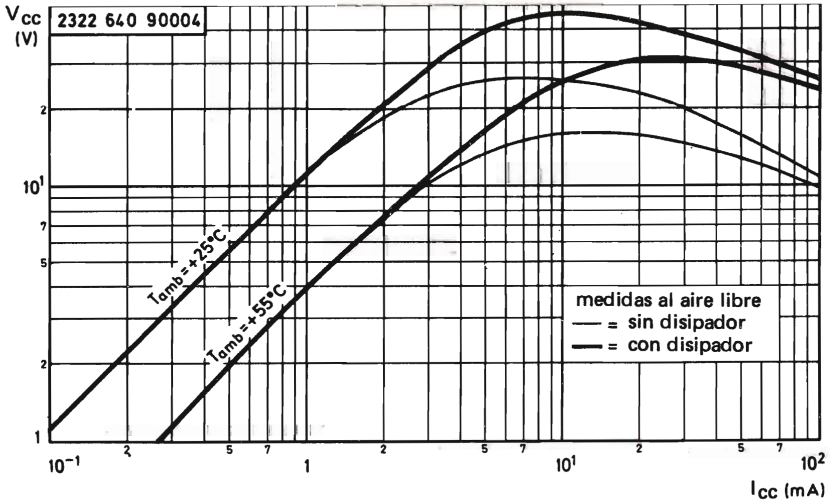
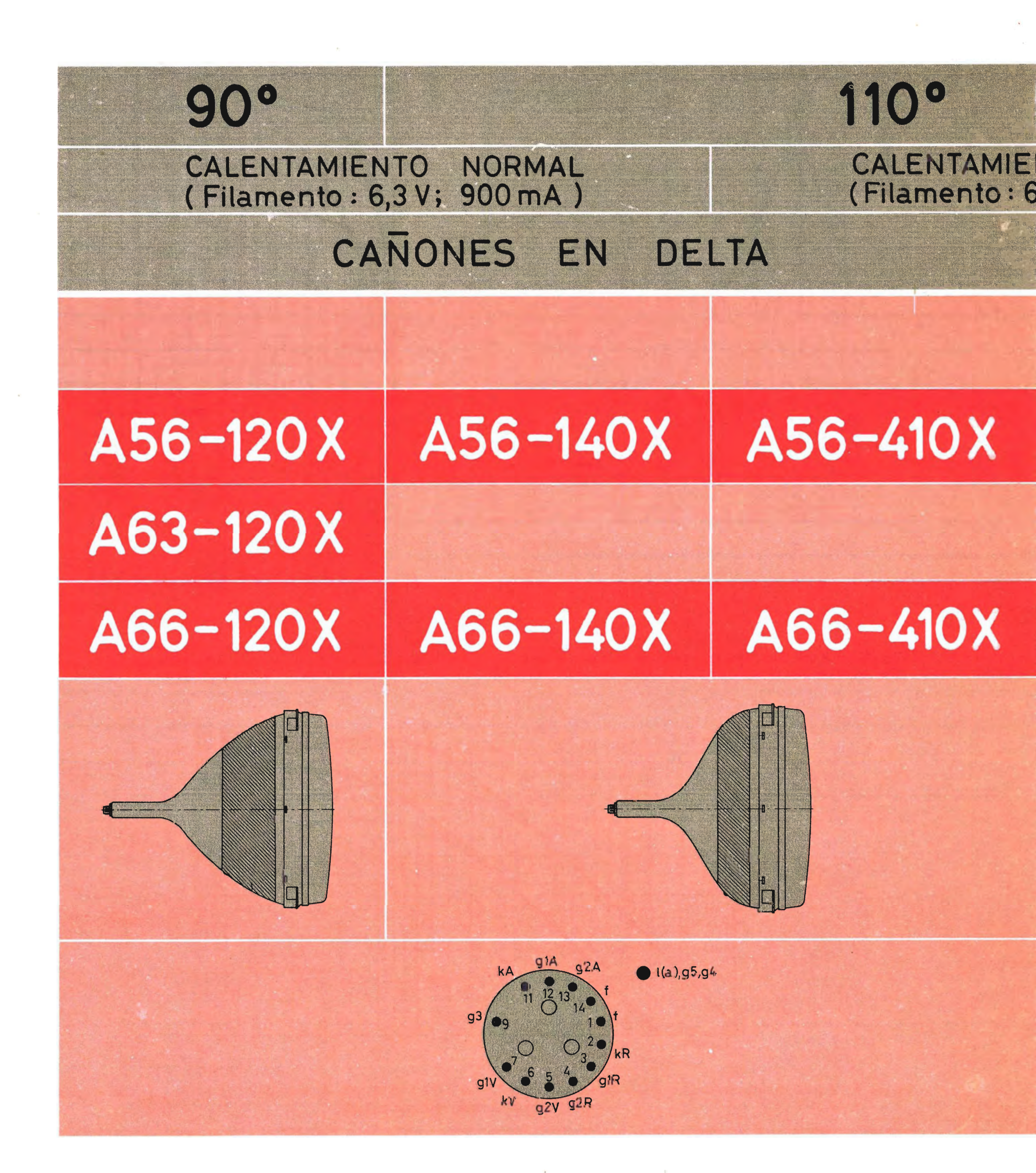
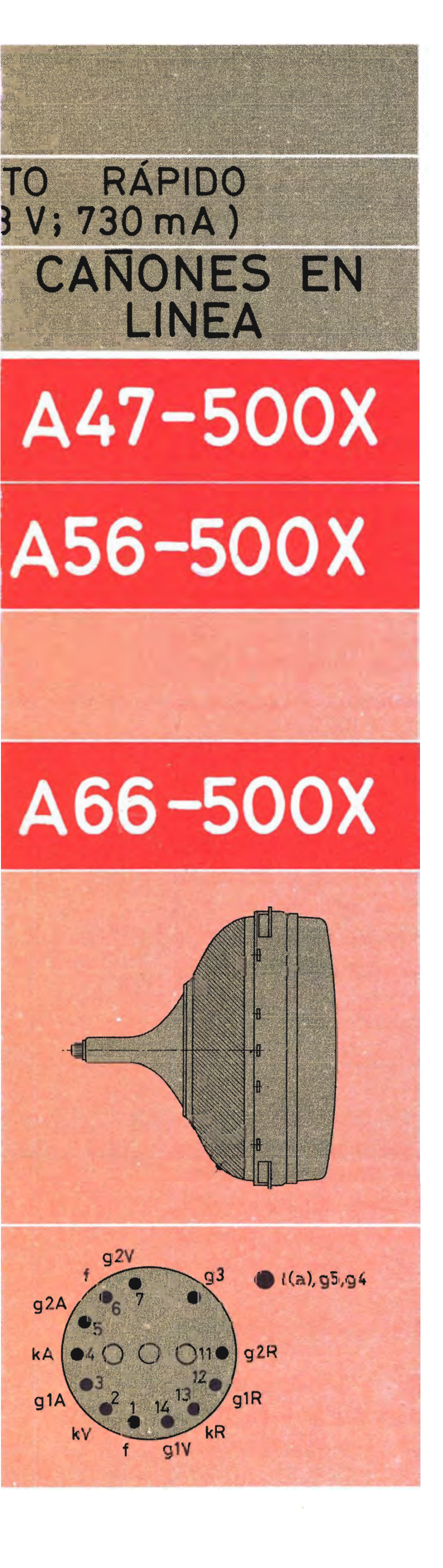


Figura 22. Curvas características tensión-corriente para el termistor 2322 640 90004, sin disipador y montado sobre un disipador de calor, para dos temperaturas ambiente.

TUBOS DE IMAGEN PA



RA TELEVISIÓN EN COLOR



l(a)
g5
a, g5, g4
g3
g2V
g2R
g2A
g1V
g1R
g1A
kR
kV
kA
f f

Aplicaciones

- Calentadores de agua y calderas. Control automático de equipos suministradores de agua caliente a baja presión.
- Lavaplatos, lavadoras y otros electrodomésticos que requieren un control regulable de la temperatura del agua.
- Sistemas de refrigeración de los motores de los automóviles. Sistemas de aviso de temperaturas excesivas y dispositivos de supervisión y control de temperatura.
- Procesos industriales que requieren la supervisión y control de temperatura de soluciones acuosas (por ejemplo, procesos de destilación).

Termistor NTC 2322 640 90005: 100 a 200°C

El termistor 2322 640 90005 ofrece un control preciso de la temperatura en la amplia gama de temperaturas de 100 a 200°C. También se puede utilizar este termistor con menos precisión en una gama más amplia de temperaturas por debajo de +25°C, donde la resistencia es aproximadamente de 310 kΩ. El termistor 2322 640 90005 está diseñado para aplicaciones en temperaturas elevadas, tales como la supervisión de la temperatura de vapores de alta presión, generadores de agua caliente, sistemas de alimentación y procesos industriales. Se puede colocar el termistor en cualquier posición en un líquido inerte o medio gaseoso o se puede fijar en la superficie de un cuerpo mediante grapas o pegado.

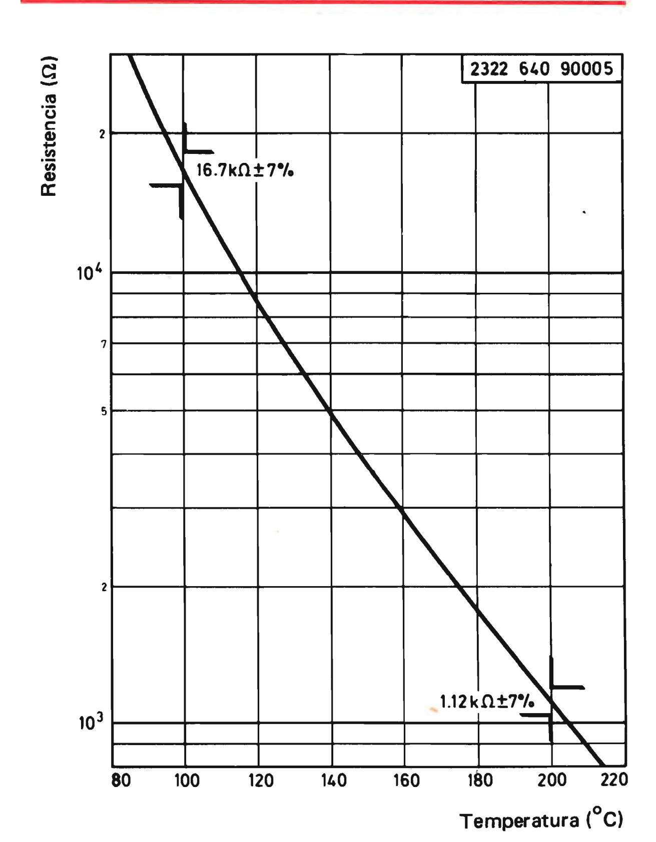


Figura 24. Característica resistencia-temperatura para el termistor 2322 640 90005 en el margen de temperatura de +100 a +200°C.

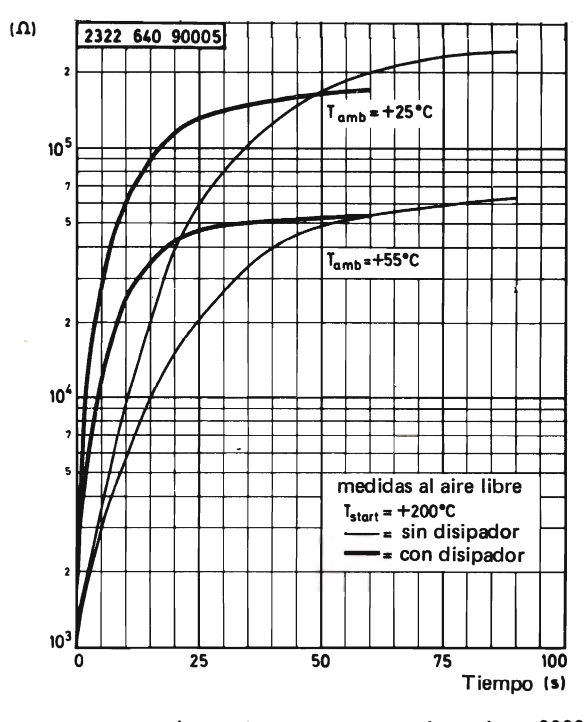


Figura 25. Características de respuesta para el termistor 2322 640 90005 sin disipador y montado sobre un disipador de calor.

Aplicaciones

- Sistemas de vapor a presión, gas o agua caliente que requieren un control positivo, o dispositivos que proporcionen un aviso de temperaturas críticas elevadas.
- La supervisión local o remota de procesos químicos industriales que trabajan a temperaturas de 100 a 200°C.
- Protección de intercambiadores de calor, purgadores y calderas.
- Detección temprana de incendios y detección de fracturas o roturas para sistemas a presión de temperatura elevada, particularmente en los casos que se requiere una alarma y paro automático.

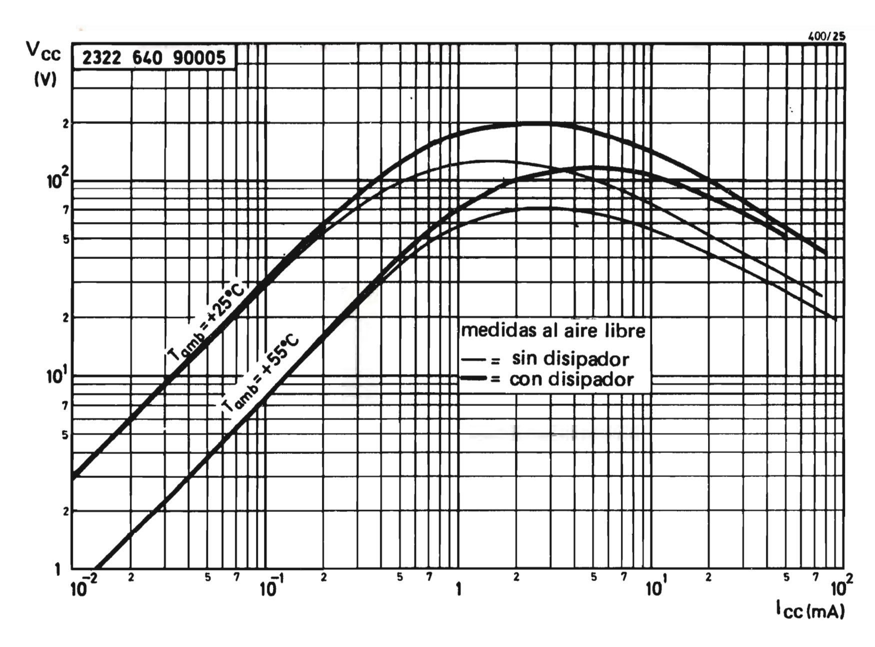


Figura 26. Curvas características tensión-corriente para el termistor 2322 640 90005, sin disipador y montado sobre un disipador de calor, para dos temperaturas ambiente.

TRANSISTORES DE POTENCIA COMPLEMENTARIOS PARA BAJA FRECUENCIA

$V_{CEO\,max}$ \ $P_{tot\,max}$	8 W	12,5 W	15 W	25 W	36 W		40 W	60 W			
20 V			BD329 BD330								
22 V					BD433 BD434						
32 V					BD435 BD436						
45 V	BD135 BD136	BD226 BD227	BD131 BD132	BD233 BD234	BD437 BD438		BD675 BD676	BD201 BD202		BD291 BD292	
60 V	BD137 BD138	BD228 BD229		BD235 BD236		BD263 BD262	BD677 BD678	BD203 BD204	BD267 BD266	BD293 BD294	BD331 BD332
80 V	BD139 BD140	BD230 BD231		BD237 BD238		BD263A BD262A	BD679 BD680		BD267A BD266A		BD333 BD334
100 V						BD263B BD262B	BD681 BD682		BD267B BD266B		BD335 BD336

E C B

B C E

B C E

COMPONENTES PARA FUENTES DE ALIMENTACION CONMUTADAS

Las fuentes de alimentación conmutadas requieren componentes especialmente adecuados al funcionamiento y características de estas fuentes. Se consideran a continuación los principios que han de tenerse en cuenta para la elección de estos componentes.

Los principales componentes de una fuente de alimentación conmutada se muestran en el esquema simplificado de la figura 1. Estos componentes son esenciales en todas las versiones alimentadas por la red; para simplificar se considera una red monofásica. Los circuitos de excitación y control para el transistor de conmutación no se muestran, ya que los componentes de estos circuitos no tienen que diseñarse especialmente para fuentes de alimentación conmutadas.

El transistor de conmutación puede ser, por supuesto, más de un transistor, así como el transformador *T* puede tener más secundarios e incluso devanados terciarios para efectos de excitación del transistor y de realimentación. En la figura 1 pueden distinguirse los siguientes componentes:

B = rectificador en puente para red monofásica
R = impedancia limitadora de la corriente de carga inicial de C_p y por tanto para protección del diodo
C_p = condensador de filtro de entrada
T = transformador con núcleo de Ferroxcube de alta frecuencia
D = diodo rectificador de la tensión del secundario
C_s = condensador de filtro de secundario.

Guía de valores límite de potencia

Los valores límite de potencia de los componentes utilizados en fuentes de alimentación conmutadas dependen, por supuesto, de la salida de potencia para la que se ha diseñado una determinada fuente de alimentación. Esta, a su vez, depende del tipo de circuito convertidor que se emplee. En la figura 2 se da una guía general de los distintos tipos de convertidores y sus márgenes de potencia.

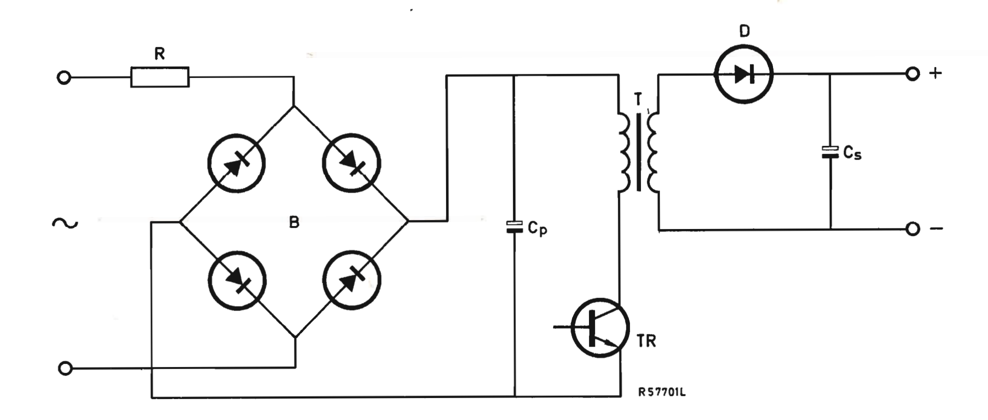


Figura 1. Principales componentes de una fuente de alimentación conmutada.

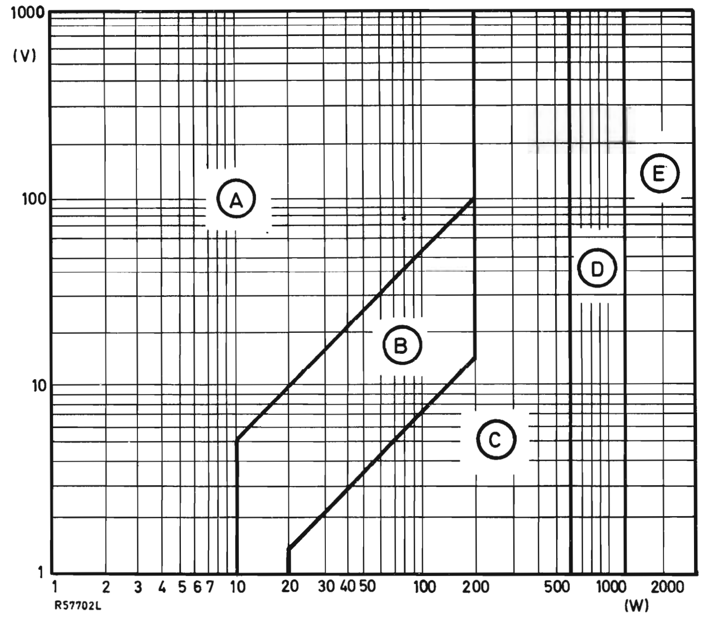


Figura 2. Elección del convertidor para diferentes tensiones y potencias.
A = convertidor inverso
B = convertidor inverso o directo
C + D = convertidor directo
D + E = convertidor en contrafase.

Componentes para circuitos de entrada

En el esquema simplificado de la figura 1 se muestra un rectificador en puente. La fiabilidad de este rectificador, junto con el condensador C_p y el resistor R, consiste en proporcionar al convertidor la entrada de tensión continua. Así, si partimos con 220 V de red normalmente obtenemos una salida de 250 V.

El rectificador en puente y el resistor mencionados siguen reglas normales de diseño y no se necesitan componentes especiales. Esto no ocurre con el condensador de entrada, que funciona en condiciones distintas de las que se encuentra normalmente en la mayoría de los circuitos convencionales.

El condensador electrolítico de entrada tiene que resistir el valor de pico de la tensión de red, es decir 350 V para red de 220 V. En el circuito de la figura 1, la corriente del condensador es una combinación de la

corriente de ondulación producida por el transistor de conmutación (20-50 kHz) y la corriente de ondulación producida por la tensión de red (100 Hz). Para reducir al mínimo la interferencia de alta frecuencia, se conectan normalmente condensadores de desacoplo de alta frecuencia en paralelo con el condensador electrolítico de filtro, lo más cerca posible del transistor de conmutación manteniendo así los terminales cortos para reducir la radiación. Esto quiere decir que la disipación en el condensador electrolítico será debida principalmente a la corriente de ondulación de 100 Hz.

El valor del condensador de entrada depende de la pérdida permitida en la tensión de red (fallo de red) y de la tensión de ondulación. Se pueden tomar como guía los siguientes valores:

– sin fallo de red	1 μF por vatio de salida
– fallo de medio período	2,2 μF por vatio de salida
– fallo de un período	3,3 μF por vatio de salida

Estos valores de capacidad se determinan basándose en que la tensión del condensador no debe caer por debajo del valor para el cual la tensión de salida del condensador de la fuente de alimentación se hace no regulada con carga total.

Los requisitos generales para el condensador de entrada son los siguientes:

– capacidad	1 μF por vatio de salida
– tensión nominal	350 V para red monofasica de 220 V de c.a.
– corriente de ondulación	15 mA de valor eficaz por vatio de salida.

Transistores de conmutación

Desde un punto de vista de necesidad del circuito, los transistores adecuados para fuentes de alimentación conmutadas deben ser capaces de funcionar a partir de los 220 V de alimentación de red monofásica. La potencia de salida requerida en una fuente de alimentación conmutada debe estar garantizada también para la más baja tensión de alimentación de red que se presente, por ejemplo, –15% para 220 V de c.a. Además, los transistores deben ser capaces de conectar con una carga capacitiva, producida por la capacidad del devanado y por la capacidad del filtro, y desconectar con una carga inductiva, normalmente igual a la inductancia de fugas del transformador.

La capacidad de tensión del transistor de conmutación dependerá del circuito convertidor que se utilice. Para convertidores directos o inversos con un transistor, aparece en el transistor $2V_i$. En tales casos en que se presenta $2V_i$, el transistor será capaz de resistir una tensión de:

$$(2 \times 220 \ \sqrt{2} \times 1{,}10) + 50 = 734{,}37 \text{ V}$$

Se permiten 50 V adicionales para incluir el pico de tensión producido por la desconexión inductiva. Normalmente se toma un valor de 750 V como valor de diseño. Si se emplean circuitos convertidores directos e inversos con dos transistores, los transistores sólo tendrán que resistir la mitad de esta tensión, es decir, 375 V. Este valor se aplica también a circuitos en contrafase de terminación simple.

La capacidad de corriente de los transistores depende de que se mantenga la salida de potencia requerida para baja tensión de entrada de red. Con circuitos de un transistor, puede tomarse como guía una corriente de pico de 1,6 A para 100 W. Para convertidores en contrafase de terminación simple, considerando un ciclo de trabajo del 40%, la corriente de pico también es del orden de 1,6 A para 100 W.

Las capacidades de conmutación de los transistores para fuentes de alimentación conmutadas sólo se pueden generalizar muy superficialmente. En cada caso, el diseño del circuito dicta los requisitos de conmutación.

En la tabla 1 se indican transistores de conmutación adecuados para fuentes de alimentación que cubren un amplio margen de valores límite de potencia y que utilizan diversos tipos de convertidores.

Actualmente están en desarrollo algunos transistores con mayor rendimiento que cumplen los estrictos requisitos para fuentes de alimentación conmutadas.

Transformadores para fuentes de alimentación conmutadas

Una de las mayores ventajas de las fuentes de alimentación conmutadas es que se puede prescindir del transformador convencional con núcleo de hierro laminado. En su lugar se puede utilizar un transformador relativamente pequeño con núcleo de ferrita. Puesto que la

Tabla 1.

Tipo de transistor	V_{CESM} *(V)*	V_{CEO} *(V)*	t_f *(µs)*	I_{CM} *(A)*
BDY93	750	350	0,4	6
BDY94	750	300	0,5	6
BDY96	750	350	0,3	15
BDY97	750	300	0,4	15

fuente de alimentación conmutada funciona a una frecuencia superior a unos 20 kHz, es un 30% más eficiente que la de tipo convencional. Además, con este tipo de fuentes de alimentación se puede ahorrar hasta un 60% del peso y del volumen.

Los principales requisitos mecánicos para los núcleos del transformador son:

- que proporcionen blindaje a los devanados para evitar la generación de campos magnéticos externos debidos al funcionamiento a elevadas frecuencia y densidad de flujo;
- que el polo central tenga una sección circular. Esto mejora el factor de espacio del cobre y reduce las pérdidas en el cobre. Gracias a esto el hilo grueso puede seguir el contorno para proporcionar el máximo factor de acoplamiento;
- que el área del devanado sea suficientemente grande para acomodar los devanados y proporcionar margen suficiente para cumplir las normas internacionales de reparación y medidas.

La elección obvia parece que es un núcleo envolvente pero el espacio disponible es demasiado pequeño para conductores de gran diámetro.

La combinación alternativa U + I cumple los requisitos en cuanto a forma y posibles devanados pero produce un fuerte campo magnético externo. La forma resultante es un par de núcleos "E" con polos centrales cilíndricos y superficies interiores cóncavas en las ramas exteriores. Estos poseen las ventajas del núcleo envolvente y de la combinación U + I, con el campo magnético externo intermedio entre las dos configuraciones.

Los principales requisitos magnéticos para los núcleos son:

- que tengan elevada permeabilidad relativa de modo que sean capaces de manejar amplias variaciones magnéticas sin saturarse;
- que tengan elevada resistividad para asegurar bajas pérdidas por corrientes de Foucault;
- que tengan elevado punto de Curie de modo que sus propiedades magnéticas permanezcan ferromagnéticas para temperaturas elevadas;
- que sus pérdidas varíen inversamente con la temperatura.

El material que cumple estos requisitos es Ferroxcube tipo 3C8 (ferrita de zinc y manganeso), material empleado en transformadores de salida de línea para receptores de televisión.

Se dispone de una gama complementaria de bobinas para los nuevos núcleos "E". Son dimensionalmente estables y adecuadas para temperaturas superiores a 120°C. Se proporciona adecuada separación entre las patillas y el núcleo para cumplir las normas IEC65 y BS415.

Se dispone de cuatro tamaños diferentes de núcleos "E", con sus bobinas (tabla 2).

En la tabla 3 se da una indicación de la aplicación de estos núcleos a transformadores para diferentes tipos de convertidores.

Diodos rectificadores

Los diodos rectificadores para fuentes de alimentación conmutadas deben ser del tipo de recuperación rá-

Tabla 2.

Tipo	*n.° de catálogo**	*n.° de catálogo de bobina*
EC35	4322 020 52500	8222 294 38650
EC41	4322 020 52510	8222 294 38660
EC52	4322 020 52520	8222 294 38670
EC70	4322 020 52530	8222 294 38680

*para un sólo núcleo (no para par).

Tabla 3. Potencia del secundario del transformador.

Tipo de convertidor	*Tipo de núcleo*	*Potencia (W) para frecuencia = 50 kHz*	*Potencia (W) para frecuencia = 50 kHz*
directo y en contrafase	EC35	40	90
	EC41	90	150
	EC52	180	320
	EC70	500	700
inverso	EC35	10	25
	EC41	20	50
	EC52	40	100
	EC70	110	275

pida y, en todos los casos, la tensión directa debe ser lo más baja posible. Para tensiones de salida de la fuente de alimentación de hasta 10 V, los más adecuados son diodos de barrera Schottky con una tensión directa de unos 0,5 V, por ejemplo el BYW13.

En casos donde las tensiones de salida de la fuente de alimentación son superiores a unos 40 V, se dispone de diodos de silicio de recuperación rápida. Los tipos disponibles para este fin son: serie BYX50, serie BYX55 y serie BYX71.

En convertidores directos con un transistor, el diodo en serie con el tercer devanado (fig. 3) y también el diodo fijador en el convertidor inverso (fig. 4), se conectan en el terminal de alto potencial del devanado y, por tanto debe ser del tipo de alta tensión.

Para esta aplicación se fabrican ahora los diodos BY296, BY207 y BY208.

Condensadores de filtro de salida

La salida de una fuente de alimentación conmutada se filtra en la frecuencia de conmutación, que puede ser de 20 kHz a 50 kHz. En estas condiciones, es necesario que los condensadores de filtro tengan una inductancia en serie y una resistencia en serie equivalentes, extremadamente bajas de modo que la tensión de ondulación pueda mantenerse a un mínimo. Así, si se elige para esta aplicación un condensador, su impedancia debe ser baja comparada con la impedancia en serie formada por el choque de filtro y/o por las inductancias parásitas. Como en el convertidor inverso no se utiliza bobina de filtro, la exigencia que se impone al condensador en este caso debe ser más severa.

Variaciones pequeñas o graduales de la corriente de carga se compensan normalmente con la acción reguladora de la fuente de alimentación conmutada, que utiliza varios períodos de la frecuencia de conmutación; la respuesta de este tipo de fuente de alimentación a variaciones en la carga con una frecuencia más alta o del orden de la frecuencia de conmutación está determinada por el valor del condensador de salida y de su resistencia equivalente en serie. Además, para salidas de baja tensión y elevada corriente, tal como 5 V y 100 A, los condensadores de filtro necesitan resistencias pequeñas en serie para reducir la disipación porque la corriente de ondulación es elevada.

Actualmente se han resuelto los problemas que representa mantener bajas la inductancia en serie y la resistencia en serie equivalente en condensadores de valor grande.

Circuitos integrados para fuentes de alimentación conmutadas

Se ha desarrollado un circuito integrado especial para excitación de fuentes de alimentación conmutadas.

En este circuito integrado, un oscilador trabaja según el principio del integrador de Miller generando una función en diente de sierra que se aplica a la entrada de un modulador del ciclo de trabajo del impulso. Un comparador contra la salida de la fuente de alimentación con la tensión de un diodo de referencia exterior, y genera una señal de error que controla el ciclo de trabajo de los impulsos antes de que se apliquen a un amplificador.

Se puede dejar que el oscilador oscile libremente bajo el control de una red *R-C*, o que se dispare por impulsos en sentido positivo. Dispone también de un control de tiempo de subida de la tensión de salida. También se incluye una protección de sobrecorriente y sobretensión.

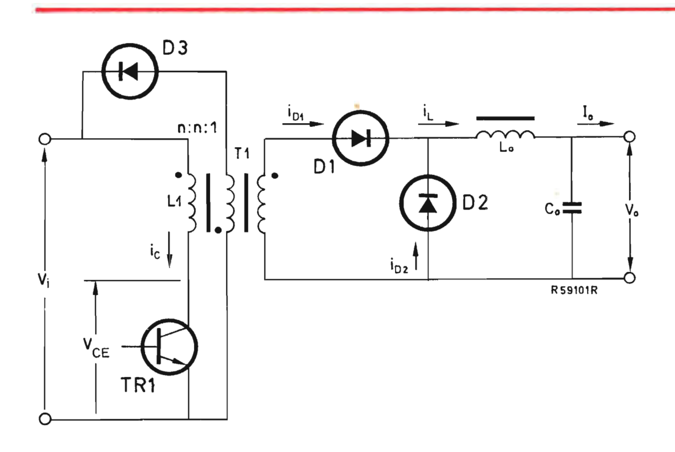


Figura 3. Convertidor directo de un transistor.

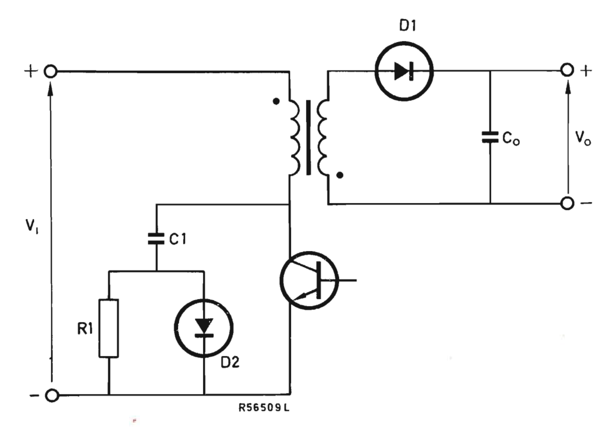


Figura 4. Convertidor inverso con circuito de subida lenta.

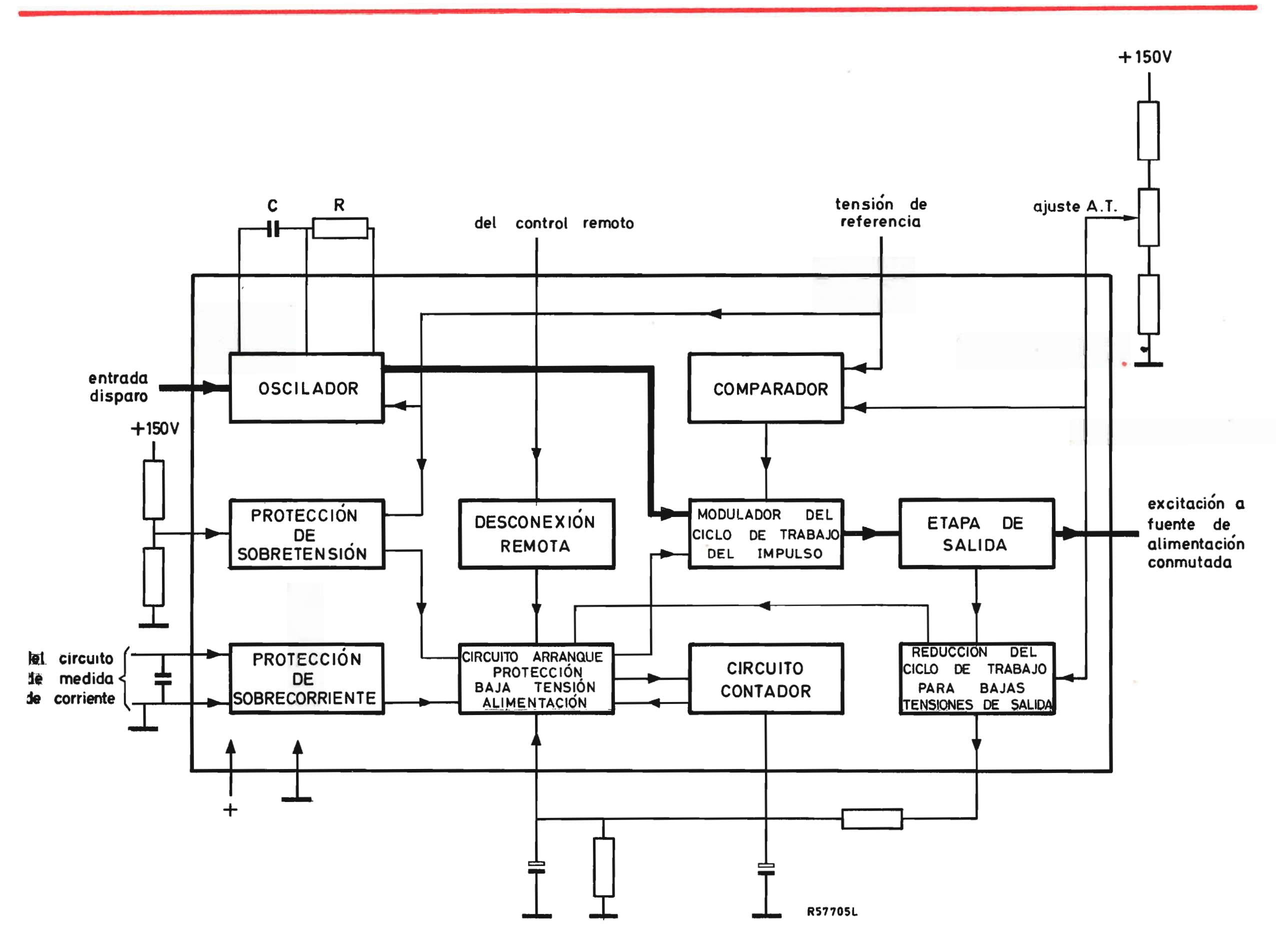


Figura 5. Circuito excitación de la fuente de alimentación conmutada.

DOA61 EN DIEZ APLICACIONES

Para poner de manifiesto las grandes posibilidades de aplicación práctica del amplificador operacional DOA61, se describen en este artículo diez circuitos básicos típicos.

El DOA61 es una unidad funcional que contiene un amplificador operacional monolítico y cierto número de componentes adicionales: dos diodos para la protección de entrada y seis resistores de película metálica para varias funciones, tales como selección de ganancia. Estos resistores internos combinan una gran precisión (tolerancias pequeñas), un bajo coeficiente de temperatura y un ruido mínimo. La salida está a prueba de cortocircuito, y la unidad también contiene una red compensadora de frecuencia. Además, en la patilla 1 es posible aplicar compensación de offset. Si se requiere un equilibrio de offset ajustable, se puede lograr conectando un potenciómetro de 100 kΩ entre V_p y V_n (patillas 16 y 6) con el cursor en la patilla 1.

Para destacar la versatilidad de la unidad funcional DOA61, se describen diez aplicaciones en las que el DOA61 proporciona un rendimiento excelente. Estas aplicaciones fueron seleccionadas por su popularidad; sin duda alguna, existen muchas más en las que la unidad

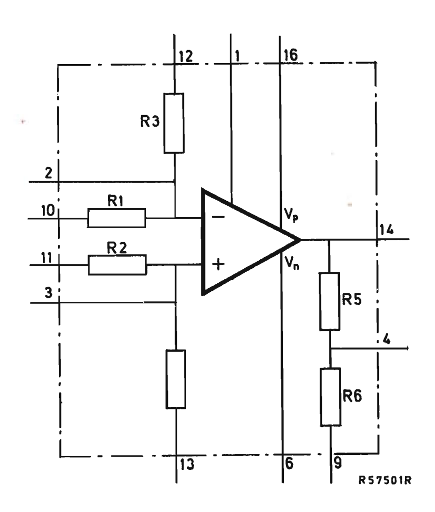


Figura 1. Circuito de la unidad funcional DOA61.

puede dar igualmente buenos resultados.

Para una mayor simplicidad, el circuito de cada aplicación muestra el DOA61 en forma esquemática, es decir, que sólo se representan los componentes necesarios para cada función específica. Ya que el propio DOA61 contiene seis resistores de precisión de película metálica, se pueden obtener algunos de los circuitos indicados realizando las correspondientes conexiones de patillas. Si es necesario, se pueden utilizar componentes externos junto con los resistores internos.

Amplificador inversor

La figura 2 muestra como se puede hacer que la unidad funcional DOA61 funcione como amplificador inversor sin necesidad de componentes externos. Se utiliza un amplificador inversor para aplicaciones en las que se requiere cierta cantidad de amplificación, pero donde la impedancia de entrada es de menor importancia. En este caso, la desviación de la fase es de 180°.

El DOA61 utilizado en el circuito de la figura 1 tiene un factor de amplificación de 10. Se puede considerar que la impedancia de entrada del amplificador operacional es infinita y, por lo tanto, se pueden despreciar las corrientes aplicadas a la entrada de inversión (–) y a la entrada no inversora (+). La entrada no inversora está conectada directamente a masa, mientras la entrada inversora está a potencial de masa mediante el resistor de realimentación (R_3). Ya que el punto de unión está en potencial de masa, la corriente es $I = V_i/R_1$, que también es la corriente a través de R_3 y, por tanto, la caída de tensión a través de R_3 es igual a V_o. Las polaridades de V_i y V_o son opuestas y, por lo tanto, tenemos:

$$I = V_i/R_1 = -V_o/R_3,$$

y

$$V_o/V_i = -R_3/R_1,$$

donde R_1 es la impedancia de entrada de 10 kΩ. Se pueden obtener otras impedancias de entrada y ganancias utilizando resistores externos, según se muestra en la figura 3.

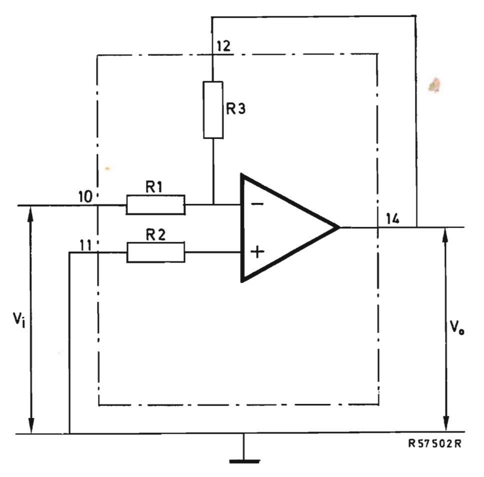


Figura 2. DOA61 como amplificador inversor.

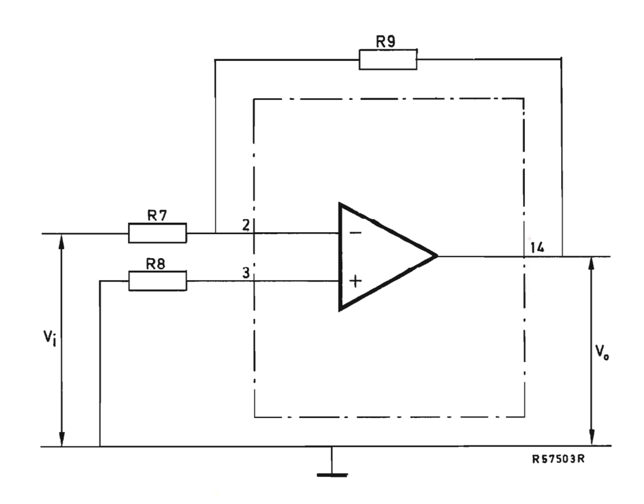


Figura 3. Ejemplo de cómo se pueden obtener otras impedancias y ganancias mediante resistores externos.

Amplificador sumador

El amplificador sumador es una derivación del amplificador inversor, con la única diferencia de que ahora la corriente I a través de R_3 es igual a la suma de cierto número de corrientes de entrada $I_{i1}, I_{i2}, I_{i3} \ldots I_{in}$. El circuito de la figura 4 muestra como el punto de masa virtual (2) se ha convertido en el punto de suma de las diversas corrientes de entrada; por lo tanto, tenemos:

$$I = I_{i1} + I_{i2} + I_{i3} + \ldots + I_{in}.$$

Obviamente, la impedancia de entrada está dada por el valor de R_{in} para cada entrada individual. Ya que sólo hay un resistor interno (10 kΩ) disponible para una entrada, se ha de ampliar el número de entradas conectando resistores externos (de película metálica) a la patilla 2. Cada canal tiene un resistor de entrada R_{in}. Por lo tanto,

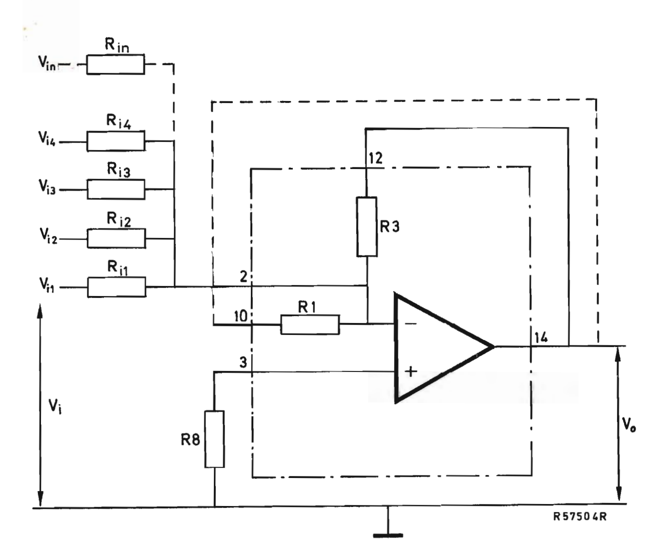


Figura 4. La unidad funcional DOA61 como amplificador sumador.

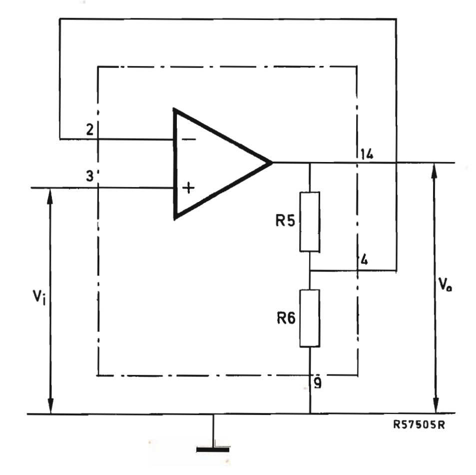


Figura 5. La unidad funcional DOA61 conectada a un amplificador no inversor.

si $R_{i1} = R_{i2} = R_{i3} = ... = R_{in} = R_i$, se deduce que:

$$V_O = -\frac{R3}{R_i} (V_{i1} + V_{i2} + V_{i3} + V_{i4} + ... + V_{in}).$$

Para una compensación offset óptima $R_8 = R_i/n$. La tensión de salida para las distintas entradas será igual a:

$$V_O = -(V_{i1} \frac{R3}{R_{i1}} + V_{i2} \frac{R3}{R_{i2}} + V_{i3} \frac{R3}{R_{i3}} +$$

$$+ V_{i4} \frac{R3}{R_{i4}} + ... + V_{in} \frac{R3}{R_{in}}).$$

A la resistencia de realimentación se le puede dar varios valores, utilizando las correspondientes conexiones.

Amplificador no inversor

Se utiliza un amplificador no inversor para aplicaciones que requieren una elevada impedancia de entrada, un cierto grado de amplificación, y cuando la señal de entrada y la de salida han de estar en fase.

La señal de entrada se aplica entre la entrada no inversora y masa. Mediante el lazo de realimentación (véase la figura 5) se mantiene la entrada de inversión al mismo potencial que la entrada no inversora. Por lo tanto, la tensión V_i aparece a través de R_6 y, por consiguiente, la corriente es $I = V_i/R_6$. La tensión a través de R_5 es igual a $I \times R_5$, y la tensión de salida es igual a:

$$V_O = V_i + IR5 = V_i + \frac{V_i}{R6} R5,$$

o

$$G = \frac{V_O}{V_i} = 1 + \frac{R5}{R6},$$

la ganancia del amplificador no inversor, la cual es igual a 11.

Amplificador diferencial

Se utiliza este tipo de amplificador para aplicaciones en las que se ha de amplificar una diferencia entre dos señales (V_{i1} y V_{i2}). La figura 6 muestra como se puede hacer que la unidad funcional DOA61 funcione como amplificador diferencial sin la utilización de resistores externos, de forma que sólo sea necesario realizar las conexiones adecuadas entre patillas.

Puesto que el resistor $R_1 = R_2 = 10\ k\Omega$, y $R_3 = R_4 = 100\ k\Omega$, la ganancia de amplificador es igual a:

$$G = \frac{V_O}{V_{i2} - V_{i1}} = \frac{R3}{R1} = 10.$$

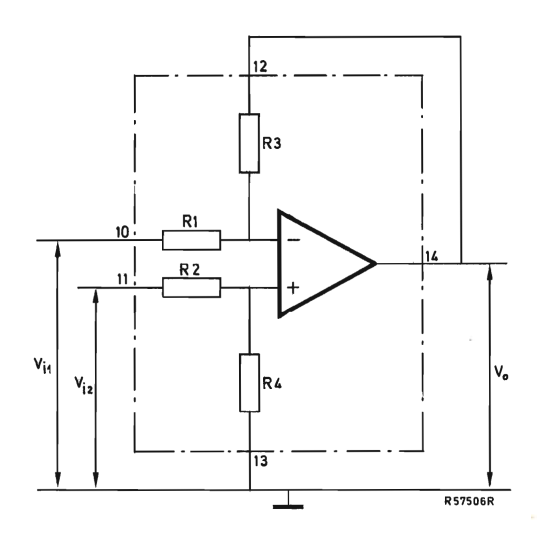


Figura 6. DOA61 funcionando como amplificador diferencial; no se requieren componentes externos.

Seguidor de tensión

En aplicaciones donde se ha de conectar una fuente con una elevada impedancia de salida a un circuito de baja impedancia de entrada, se requiere cierta transformación de impedancia. Se logra esta transformación mediante un seguidor de tensión o transformador de impedancias, que se puede realizar fácilmente con la unidad funcional DOA61. La variación máxima de tensión de entrada está determinada por la variación máxima de la tensión de salida.

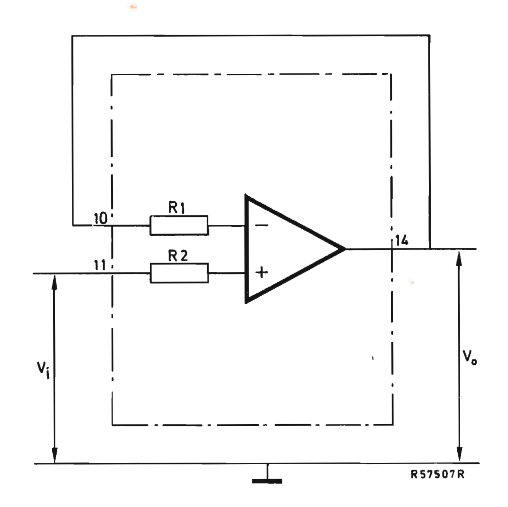


Figura 7. DOA61 como seguidor de tensión.

Integrador para señales variables

La figura 8 muestra el circuito de un DOA61 utilizado como integrador para señales variables. La ventaja de la combinación de C y R_7 radica en el hecho de que, por debajo de cierta frecuencia, $f < 1/2\,\pi\,R_7 C$, la tensión de salida V_O se mantiene estable. Entonces el circuito funciona como amplificador inversor, con la siguiente función de transferencia:

$$V_O/V_i = -R_7/R_1.$$

Para frecuencias que superan $f = 1/2\,\pi\,R_1 C$, el circuito funciona en el modo integrador, y la función de transferencia es:

$$V_O = -\frac{1}{R_1 C}\int_0^T V_i \cdot \mathrm{d}t.$$

Omitiendo R_7, el circuito se convierte en integrador para señales de c.c. también. El condensador C debe cortocircuitarse durante el período de integración para evitar la deriva de V_O.

Detector de nivel con histéresis

En las aplicaciones donde se compara la amplitud de una señal de entrada con una tensión de referencia,

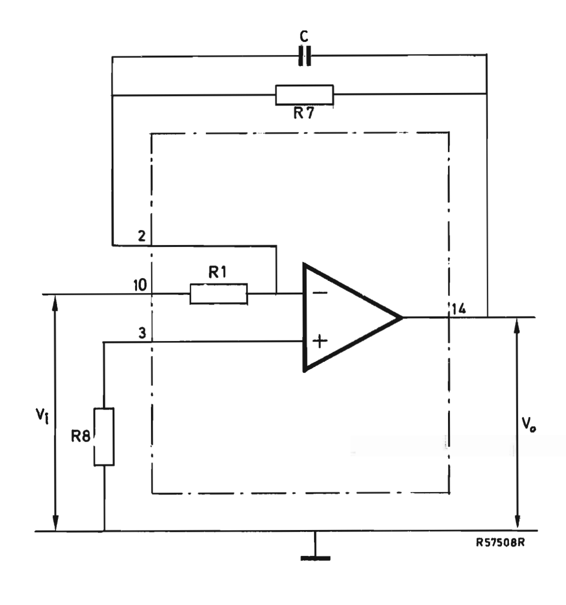


Figura 8. DOA61 como integrador para señales variables.

podrían surgir dificultades si la tensión de entrada es casi igual a la tensión de referencia. En estas circunstancias, es probable que la tensión de salida del amplificador conmute frecuente y descontroladamente si se superpone una señal de ruido a la señal de entrada. La solución está en la introducción de cierta cantidad de histéresis en el sistema, de forma que haya cierta diferencia en los niveles de conmutación entre los dos estados.

La figura 9 muestra las conexiones que se han de realizar para que la unidad DOA61 funcione como detector de nivel con una histéresis de

$$V_{hys} = 2V_o \frac{R_2}{R_4 + R_2}$$

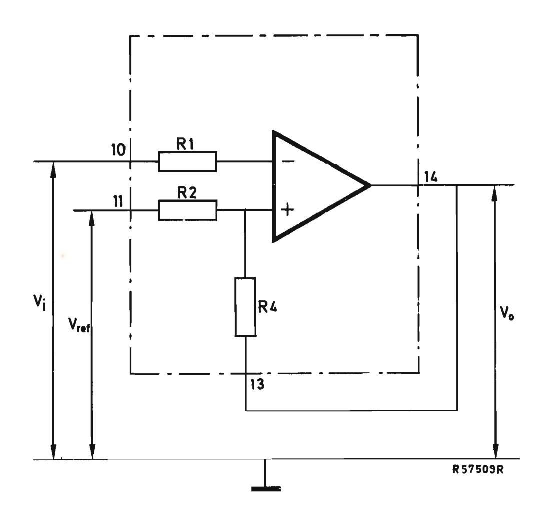


Figura 9. Realizando dos conexiones simples, se puede hacer que la unidad DOA61 funcione como detector de nivel.

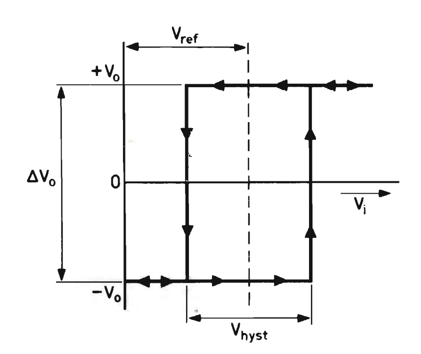


Figura 10. Ciclo de histéresis del detector de nivel con DOA61.

sin la necesidad de componentes externos.

La impedancia de entrada del circuito es de 250 kΩ (típica).

Generador de onda cuadrada

Un componente externo, el condensador C, y las conexiones representadas en la figura 11, es lo único que se necesita para utilizar la unidad funcional DOA61 como generador de onda cuadrada con un tiempo de repetición de impulsos típico de $t = 3$ ms/μF. Se puede variar este tiempo de repetición, cambiando la conexión de la patilla 13 a la patilla 3, con la inserción de un resistor externo (R_9) del valor requerido (1 MΩ, 10 MΩ).

La figura 12 muestra el tiempo de repetición de impulsos en función de C, con R_4 (o R_9 externo) como parámetro.

Circuito de medición del valor absoluto

Si se necesita medir el valor absoluto de una señal de entrada, esto puede hacerse, por ejemplo, con un rectificador de precisión. Si en dicho circuito se puede eliminar la influencia de la tensión directa de los diodos, se pueden rectificar señales del orden de milivoltios.

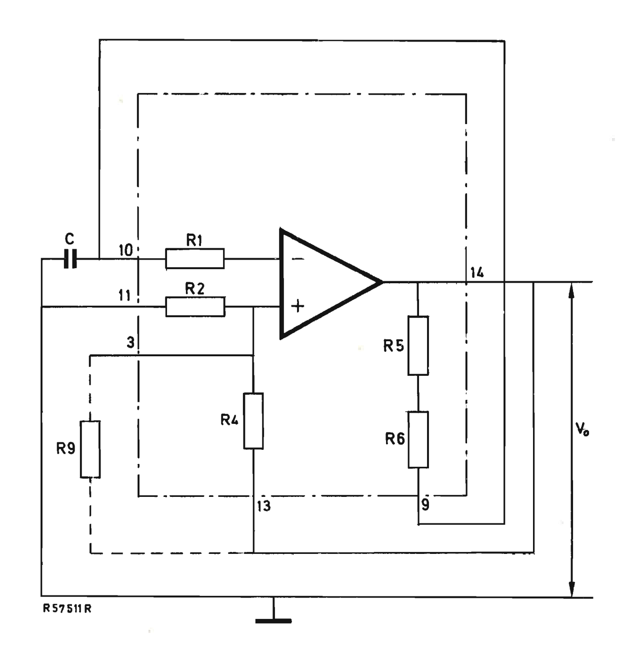


Figura 11. DOA61 como generador de onda cuadrada.

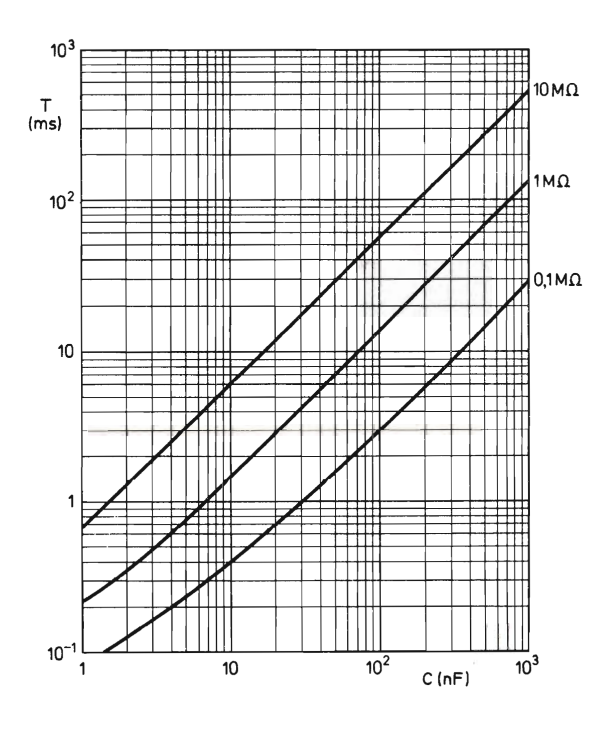


Figura 12. El tiempo de repetición de impulsos en función de *C*, con R_9 como parámetro.

La figura 13 muestra un circuito adecuado que utiliza dos unidades funcionales DOA61 y cuatro componentes externos (D_1, D_2, R_7 y R_8).

Para tensiones de entrada en la gama de milivoltios, se recomienda aplicar la compensación de offset a las dos unidades DOA61.

Se puede cambiar la ganancia del amplificador sumador (unidad), conectando un resistor externo entre los puntos 2 y 14 (desconectando 9).

Rectificador de precisión

La figura 15 muestra el circuito de un rectificador de

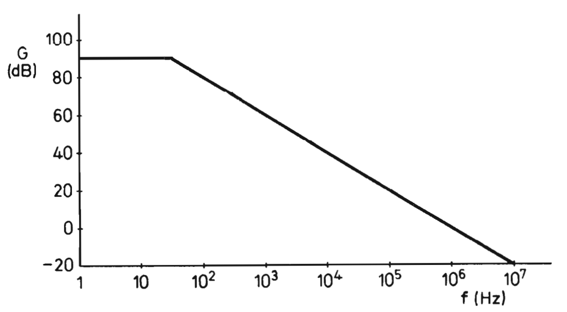


Figura 14 La respuesta de frecuencia en lazo abierto típica del amplificador operacional DOA61.

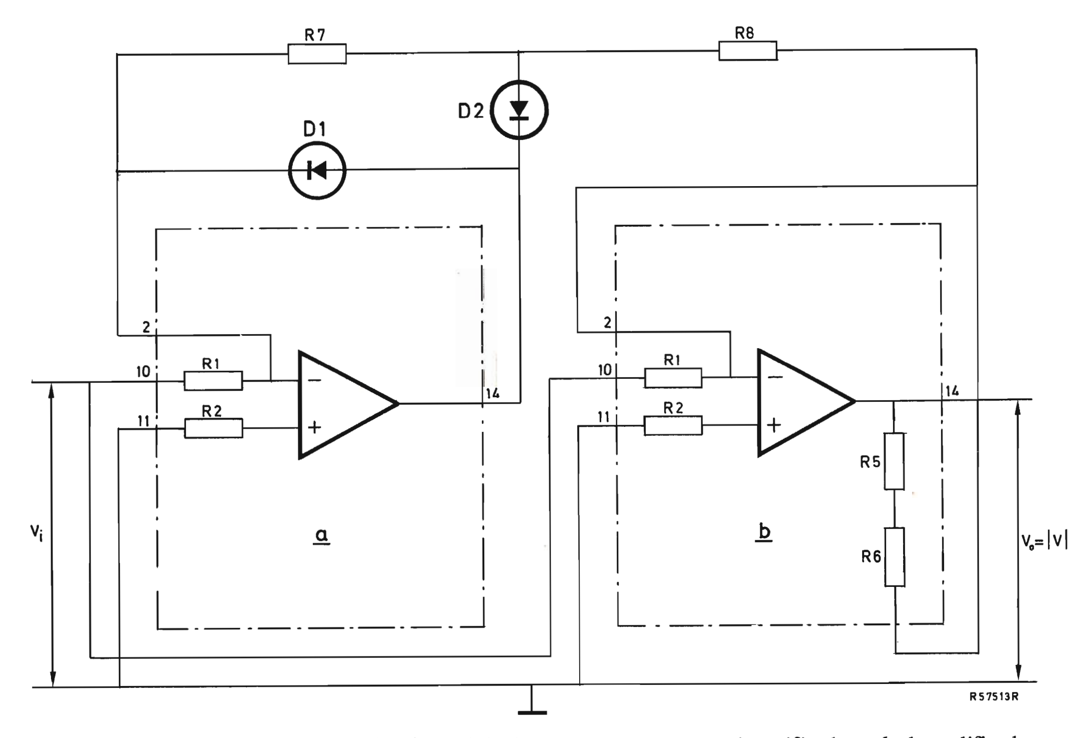


Figura 13. Dos DOA61 formando un circuito de medida de valor absoluto: *a* es el rectificador y *b* el amplificador sumador.

precisión diseñado con la unidad funcional DOA61. El instrumento de bobina móvil conectado a través del puente rectificador indica el valor medio de $I_m = V_i/R_7$. La impedancia de entrada está determinada por R_7. El resistor R_8 ha de tener el valor equivalente a la resistencia en la patilla 2. En esta configuración, la unidad DOA61 funciona como amplificador mediante el cual se elimina la influencia de la caída de la tensión directa de los diodos. Por consiguiente, la escala del instrumento proporciona una lectura exacta y, por otra parte, se pueden utilizar instrumentos de medida normalizados.

Se puede variar el margen de medida mediante una elección adecuada de R_7 y el tipo de instrumento de medida utilizado.

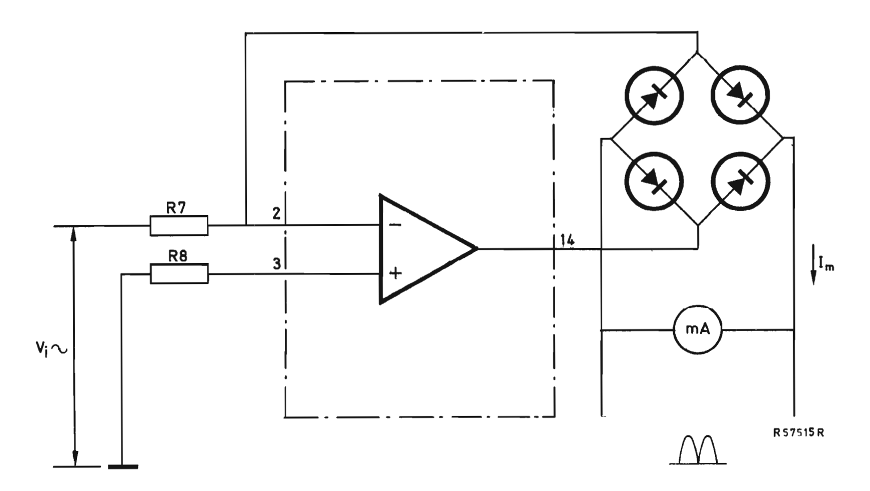


Figura 15. La unidad DOA61 en un rectificador de precisión.

TRANSISTORES DE SILICIO PARA BAJA FRECUENCIA

	V_{CEO} max \ P_{tot} max	0,05 W	0,3 W		0,5 W	0,8 W	1 W
NPN	20 V	BC146	BC108 BC109	BC148 BC149			BC368
	25 V					BC338	
	30 V				BC548 BC549		
	45 V		BC107	BC147	BC547 BC550	BC337	BC635
	60 V						BC637
	65 V				BC546		
	80 V						BC639
PNP	20 V	BC200	BC179	BC159			BC369
	25 V		BC178	BC158		BC328	
	30 V				BC558 BC559		
	45 V		BC177	BC157	BC557	BC327	BC636
	60 V						BC638
	65 V				BC556		
	80 V						BC640

ANUARIO BIBLIOGRAFICO DE PUBLICACIONES HISPANOAMERICANAS SOBRE ELECTRONICA
Ediciones Cedel. Mallorca, 257, 1.º 1.ª Barcelona-8
Un volumen de 232 páginas (26 x 17 cm). 1975.



Acaba de aparecer el primer "Anuario bibliográfico de publicaciones hispanoamericanas sobre electrónica", que reúne, en un sólo volumen, una referencia de materias relativas a electrónica y técnicas afines (radio, televisión, electrónica industrial, telecomunicaciones, informática, etc.) contenidas en libros, revistas y otras publicaciones en lengua española. No se trata de un catálogo de libros, sino de un repertorio de materias y de artículos clasificados por conceptos, que ayudará a técnicos, estudiantes, aficionados, industriales, etc., a localizar la publicación que en un determinado momento pueda ser de su interés.

El anuario consta de tres partes. La primera es un directorio de empresas editoras y revistas que han colaborado en su preparación. La segunda contiene una relación alfabética de títulos de libros, capítulos más interesantes de los mismos, artículos publicados en revistas de la especialidad y apartados de estos artículos de mayor interés. Por último, la tercera parte constituye una relación de autores de libros y/o artículos mencionados en la segunda parte.

Este anuario viene a llenar un importante hueco en la bibliografía técnica sobre Electrónica y es de esperar que nuevas ediciones mantengan al día y amplíen la información contenida en ésta.

G. N. PATCHETT

SISTEMA PAL DE TV EN COLOR
Paraninfo. Magallanes, 25. Madrid-15
Un volumen de 348 páginas (29,5 x 15,5 cm). 1975.



Este libro, específicamente destinado a explicar el sistema P.A.L. de televisión en color, presenta primero un resumen de la teoría cromática, tanto desde el punto de vista físico como psíquico, y estudia a continuación los principios fundamentales de todos los sistemas modernos, dedicando un capítulo a los principios comunes a los sistemas N.T.S.C., S.E.C.A.M. y P.A.L., para pasar después a describir cada uno de ellos por separado. Se estudian con detalle los circuitos propios del receptor P.A.L. y se describen finalmente algunos receptores típicos de televisión en color con sistema P.A.L.

El autor ha intentado utilizar las mínimas expresiones matemáticas posibles con el fin de facilitar la comprensión de los conceptos del sistema P.A.L. De todos modos, en los apéndices del final del libro, se han recopilado las demostraciones matemáticas más importantes.

Cabe destacar las numerosas ilustraciones en color, gracias a las cuales se facilita la comprensión de la estructura y funcionamiento de los circuitos y procesos descritos.

En definitiva, este libro será de utilidad a técnicos, aficionados y estudiantes que estén interesados en tal sistema de TV en color.

H. BOCHUM y R. DÖGL

LOCALIZACION DE AVERIAS DE TV COLOR POR ANALISIS DE LA IMAGEN
Marcombo, S. A. Boixareu Editores. Avda. José Antonio, 594. Barcelona-7
Un volumen de 110 páginas (12 x 17 cm). 1975.



Como su título indica, este libro trata del análisis de la imagen de la pantalla para localizar averías en los receptores de color, tal como se hace en la técnica en blanco y negro.

Con numerosas figuras en blanco y negro y a todo color, da las normas necesarias para la localización de la etapa averiada del televisor, basándose en la imagen observada en la pantalla. Constituye de este modo un libro eminentemente práctico, como pone de manifiesto el índice resumido que copiamos a continuación.

Indice: Observaciones preliminares. Defectos de pureza de color. Averías en la línea de retardo Y. Avería en el supresor automático de color. Averías en la corrección de la trama. Averías de convergencia. Averías en las etapas de señal de luminancia. Moiré de la pantalla. Moiré de 1,1 MHz. Falta la reproducción del color. Contraste de color demasiado débil. Contraste de color demasiado intenso. Estructura secuencial de líneas en la imagen en color. Falsa reproducción del color. Sincronizador de color averiado. La carta de ajuste FuBK. Aparatos de medida y medios auxiliares para el servicio de televisores en color. El osciloscopio en servicio X/Y para la representación de señales de color. Módulos integrados, mediciones y reparación.

H. LILEN

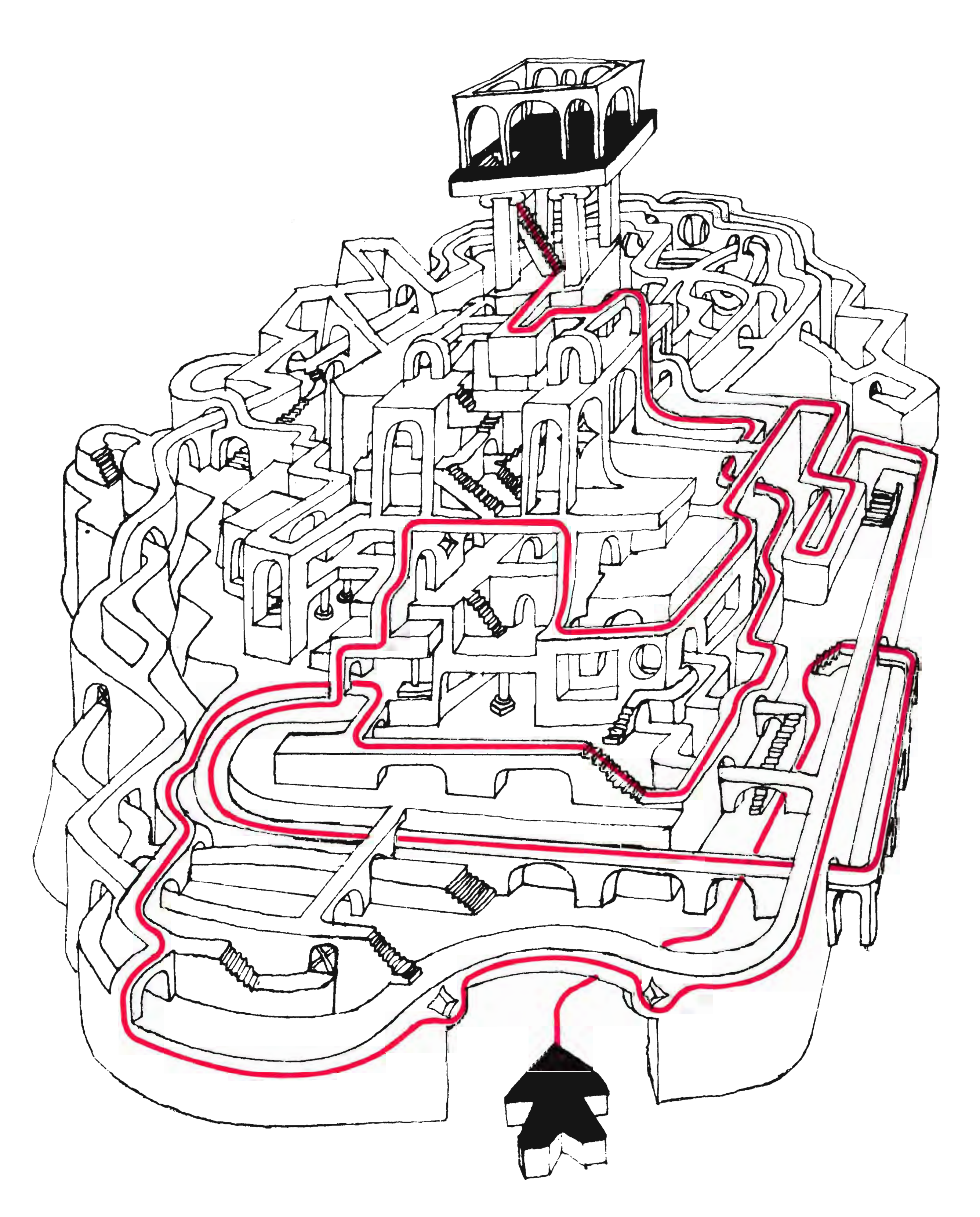
CIRCUITOS INTEGRADOS MOS
(Principios y aplicaciones)
Marcombo, S. A. Boixareu Editores. Avda. José Antonio, 594. Barcelona-7
Un volumen de 168 páginas (17 x 24 cm). 1975.



Es realmente extraordinario el desarrollo que han alcanzado los circuitos integrados MOS en estos últimos años y más aún las perspectivas que ofrecen para el futuro. Aunque los circuitos intergados MOS tienen importantes aplicaciones en electrónica digital, por sus ventajas con relación a los circuitos integrados realizados con dispositivos bipolares, son también numerosas e interesantes sus aplicaciones en electrónica lineal.

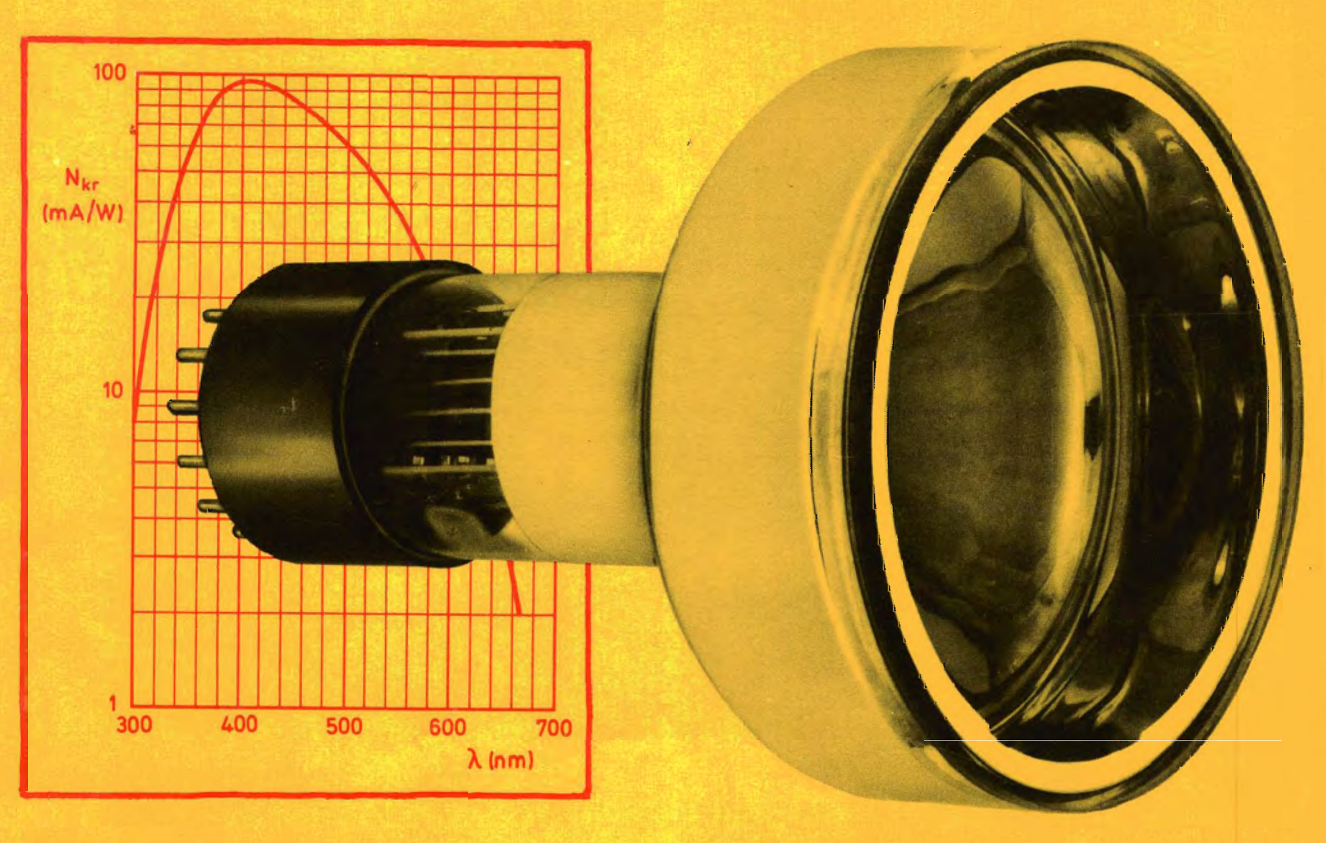
Este libro constituye un tratado práctico que desarrolla el tema de los circuitos integrados MOS en todos sus aspectos. En él se exponen los fundamentos del transistor MOS, se explican las diferentes tecnologías utilizadas en su fabricación, se indica la forma de realizar las funciones lógicas elementales, tanto en circuitos MOS de canal N o canal P, como en circuitos MOS complementarios, y se describen algunas aplicaciones lineales. Se consideran también aplicaciones especialmente adaptadas para integración a gran escala, con la realización de circuitos integrados complejos y circuitos bajo pedido, así como la concepción de circuitos por medio de ordenador.

Por tanto, será una obra de interés tanto para el estudiante como para el técnico o ingeniero que estén interesados en esta nueva técnica.



La línea roja indica el recorrido a efectuar para llegar a la parte superior de la figura

NUEVO FOTOMULTIPLICADOR



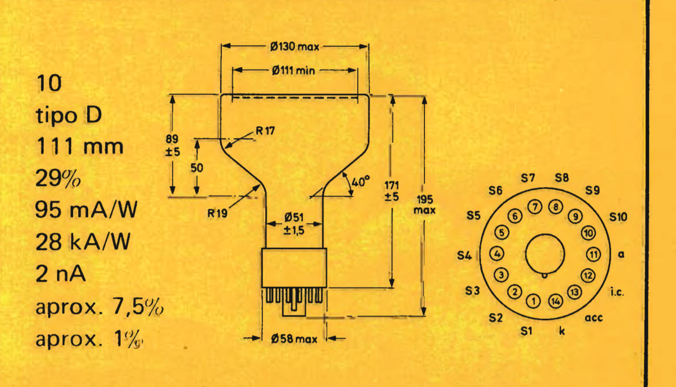
XP 2050

Con el número de tipo XP2050 hemos introducido un nuevo fotomultiplicador, de elevada sensibilidad y gran estabilidad, para aplicaciones de física nuclear.
Este fotomultiplicador está especialmente indicado para aquellos casos en los que el número de fotones a detectar es muy pequeño, o donde se requiera una buena respuesta de cada punto del fotocátodo.

El fotomultiplicador XP2050 es un tubo de 10 pasos con una ventana plana y un fotocátodo de tipo D bialcalino semitransparente que tiene una respuesta espectral típica de 95 mA/W para 401 nm. El diámetro útil del fotocátodo es de 111 mm. El dinodo de Cu-Be proporciona a este fotomultiplicador una notable estabilidad y una reducida corriente de oscuridad.

Principales características

Número de pasos	10
Característica sensibilidad espectral	tipo D
Diámetro útil del fotocátodo	111 mm
Rendimiento cuántico para 401 nm	29%
Sensibilidad espectral cátodo para 401 nm	95 mA/W
Sensibilidad espectral ánodo para 401 nm y 1500 V	28 kA/W
Corriente oscuridad de ánodo para 1500 V	2 nA
Resolución amplitud impulso (^{137}Cs)	aprox. 7,5%
Desviación de ganancia para 1500 V	aprox. 1%



REVISTA Miniwatt

Ro

Vol. 15-Núm. 4 ABRIL 1976 40 Ptas.

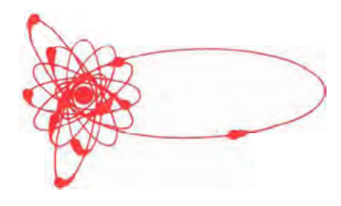


Circuitos equivalentes para transistor en condiciones de pequeña señal

I_1, I_2, V_1, V_2, z_{11}, z_{22}, $z_{12} I_2$, $z_{21} I_1$	$V_1 = z_{11} I_1 + z_{12} I_2$ $V_2 = z_{21} I_1 + z_{22} I_2$	$z_{11} = \left.\frac{V_1}{I_1}\right]_{I_2=0}$	$z_{12} = \left.\frac{V_1}{I_2}\right]_{I_1=0}$	$z_{21} = \left.\frac{V_2}{I_1}\right]_{I_2=0}$	$z_{22} = \left.\frac{V_2}{I_2}\right]_{I_1=0}$
I_1, I_2, V_1, V_2, y_{11}, y_{22}, $y_{12} V_2$, $y_{21} V_1$	$I_1 = y_{11} V_1 + y_{12} V_2$ $I_2 = y_{21} V_1 + y_{22} V_2$	$y_{11} = \left.\frac{I_1}{V_1}\right]_{V_2=0}$	$y_{12} = \left.\frac{I_1}{V_2}\right]_{V_1=0}$	$y_{21} = \left.\frac{I_2}{V_1}\right]_{V_2=0}$	$y_{22} = \left.\frac{I_2}{V_2}\right]_{V_1=0}$
I_1, I_2, V_1, V_2, h_{11}, h_{22}, $h_{12} V_2$, $h_{21} I_1$	$V_1 = h_{11} I_1 + h_{12} V_2$ $I_2 = h_{21} I_1 + h_{22} V_2$	$h_{11} = \left.\frac{V_1}{I_1}\right]_{V_2=0}$	$h_{12} = \left.\frac{V_1}{V_2}\right]_{I_1=0}$	$h_{21} = \left.\frac{I_2}{I_1}\right]_{V_2=0}$	$h_{22} = \left.\frac{I_2}{V_2}\right]_{I_1=0}$
I_1, I_2, V_1, V_2, g_{11}, g_{22}, $g_{12} I_2$, $g_{21} V_1$	$I_1 = g_{11} V_1 + g_{12} I_2$ $V_2 = g_{21} V_1 + g_{22} I_2$	$g_{11} = \left.\frac{I_1}{V_1}\right]_{I_2=0}$	$g_{12} = \left.\frac{I_1}{I_2}\right]_{V_1=0}$	$g_{21} = \left.\frac{V_2}{V_1}\right]_{I_2=0}$	$g_{22} = \left.\frac{V_2}{I_2}\right]_{V_1=0}$

REVISTA "Miniwatt"

Publicación de aplicaciones electrónicas



Director:
LUIS ROIZ NORIEGA

Editor:
JUAN GARRIGA PUJOL

Redacción:
Mª DOLORES FORNS-SAMSO

Delineación y compaginación:
Mª CARMEN LAJUSTICIA

Suscripciones:
ROSA MARIA TORRES

Publicada por:

COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCION ANUAL
(11 números) 350 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 30 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:
Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

Depósito Legal: B.18.387-61
GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona





Varios tipos de resistores.

ÍNDICE

VOLUMEN 15 - Número 4 **ABRIL 1976**

TABLA DE OPERACIONES LÓGICAS CON DOS VARIABLES

		variables		valores de las variables					
		X		0	0	1	1		
		Y		0	1	0	1		
símbolos	función lógica (conectiva proposicional)	expresiones	otras expresiones	tabla de la verdad				otros símbolos	otras denominaciones
	FUNCIÓN NULA	0		0	0	0	0		
∧	CONJUNCIÓN Y, AND (...y...)	X ∧ Y	$\bar{X}$ ⊽ $\bar{Y}$	0	0	0	1	. ∩	producto lógico intersección
↛	NO IMPLICACIÓN (...pero no...)	X ↛ Y	X ∧ $\bar{Y}$ $\bar{X}$ ⊽ Y	0	0	1	0		inhibición exclusión
	AFIRMACIÓN	X		0	0	1	1		
↚	NO INCLUSIÓN (no...pero...)	X ↚ Y	$\bar{X}$ ∧ Y X ⊽ $\bar{Y}$	0	1	0	0		inhibición inversa exclusión
	AFIRMACIÓN	Y		0	1	0	1		
↮	NO EQUIVALENCIA (o...o...pero no ambos)	X ↮ Y	$\overline{X \leftrightarrow Y}$	0	1	1	0	⊕	disyunción excluyente dilema O excluyente (exclusive OR)
∨	DISYUNCIÓN O, OR (...o...)	X ∨ Y	$\bar{X}$ ⊼ $\bar{Y}$	0	1	1	1	+ ∪	disyunción incluyente suma lógica reunión
⊽	NO DISYUNCIÓN NO-O, NOR (ni... y ni...)	X ⊽ Y	$\bar{X}$ ∧ $\bar{Y}$ $\overline{X \vee Y}$	1	0	0	0	↓	negación conjunta exclusión NI
↔	EQUIVALENCIA (...si y sólo si...)	X ↔ Y	$\overline{X \nleftrightarrow Y}$	1	0	0	1	≡ ⊙	
—	NEGACIÓN (no...)	$\bar{Y}$		1	0	1	0	~ ɔ	complementación
←	IMPLICACIÓN INVERSA (...si...)	X ← Y		1	0	1	1		
—	NEGACIÓN (no...)	$\bar{X}$		1	1	0	0	~ ɔ	complementación
→	IMPLICACIÓN (si...entonces...)	X → Y		1	1	0	1	⊃ ⇒	
⊼	NO CONJUNCIÓN NO-Y, NAND (no a la vez...y...)	X ⊼ Y	$\overline{X \wedge Y}$ $\bar{X}$ ∨ $\bar{Y}$	1	1	1	0	/	incompatibilidad negación alternada ON
	FUNCIÓN UNIDAD	1		1	1	1	1		

TRACCION ELECTRICA PARA VEHICULOS

En este artículo se estudian las características de un sistema de tracción eléctrica para vehículos: motores, controles, baterías, etc. y se exponen las ventajas e inconvenientes que presenta al compararlo con el motor de combustión interna.

1. INTRODUCCION

1.1 General

A comienzos del siglo 20, la competencia entre el motor de combustión interna, el de vapor y el eléctrico, como sustituto tecnológico del caballo como unidad de tracción para vehículos, fue ganada finalmente por el motor de combustión interna, dadas sus ventajas en cuanto a:

- relación entre potencia y peso
- relación entre potencia y volumen
- autonomía
- costo
- facilidad para reponer combustible
- tiempo de arranque.

La tracción eléctrica ha resultado satisfactoria en algunas aplicaciones adecuadas a sus características.

Usado en carretillas elevadoras de horquilla, algunas de sus desventajas tienen poca importancia.

1.2 Diferentes tipos de vehículos eléctricos

Los vehículos eléctricos se pueden clasificar en los siguientes grupos.

a) Vehículos industriales de poca autonomía y velocidad baja.

En estas aplicaciones la relación entre la capacidad de acumulación de energía y el peso de los acumuladores de plomo no representa gran inconveniente.

Aplicaciones: carretillas elevadoras de horquilla,
carretillas de almacén,
vagonetas motorizadas.

b) Vehículos utilitarios de autonomía y velocidad medias.

En estas aplicaciones la relación entre la capacidad de acumulación de energía y el peso de los acumuladores de plomo representa la limitación más importante para que su empleo se generalice.

Aplicaciones: camionetas para reparto de leche,
camionetas para entregas,
transporte de personal,
autocares eléctricos,
vehículos de ciudad.

c) Vehículos de gran autonomía y gran velocidad.

Tanto la relación de capacidad de acumulación de energía de los acumuladores de plomo con el peso, como el coste, hacen prohibitiva la producción de cualquier vehículo de esta categoría.

Aplicaciones: turismos,
autocares de gran autonomía.

Características	*Ventajas*
elevado par de arranque	no se requiere embrague ni caja de cambios para vehículos sencillos
fiable simple bajo desgaste	factor de utilización elevado del vehículo
silencioso	
limpio	
sin consumo de aire sin escape de gases	poca contaminación para utilizarlos en edificios cerrados (almacenes, etc.)

Características	*Desventajas*
batería excesivamente pesada	de todas formas son necesarios contrapesos para equilibrar la carga de la horquilla
poca autonomía	se selecciona el tamaño de la batería de acuerdo con la autonomía que debe tener la carretilla, que es normalmente poca. Para uso intensivo (utilización durante dos o tres turnos) se puede hacer un cambio de baterías a un segundo juego, que se carga mientras se utiliza el primero
el tiempo para recargar las baterías equivale al tiempo de uso	se pueden cargar las baterías fuera de los turnos de trabajo.

1.3 Automóviles eléctricos experimentales de diseño reciente

Durante los años 60 la supremacía de los motores de combustión interna se veía amenazada por las leyes en contra de la contaminación. Las principales empresas americanas construyeron vehículos eléctricos experimentales. Algunos de éstos resultaron prácticos por el hecho de que se utilizaron motores, controles, baterías, etc., comercialmente disponibles; no obstante, construyeron otros sin tener en cuenta los gastos, para obtener un rendimiento comparable a los motores de combustión interna de su época. Gran parte de estos trabajos se han publicado y, como la tecnología de los motores y controles eléctricos no ha cambiado mucho desde entonces, los resultados y las conclusiones a que se llegaron siguen siendo válidos.

En el Reino Unido el consorcio de productores de electricidad patrocinó varios automóviles de uso práctico con la idea de que la carga de las baterías durante las horas de menor consumo de electricidad (noche) utilizaría mejor la capacidad generadora de las compañías eléctricas.

1.4 Otros acumuladores y fuentes de energía

La crisis energética de 1974 puso de relieve que, siguiendo el mismo ritmo de consumo actual, las reservas de combustibles fósiles se agotarían durante el próximo siglo. Para entonces se generaría la electricidad a partir de fuentes atómicas, solares o térmicas geofísicas.

Esto no significa que el uso del automóvil eléctrico sea la única opción ya que posiblemente se podrá acumular y utilizar la energía eléctrica para entonces disponible de otras formas.

Algunas nuevas posibilidades de acumulación de energía y de nuevos sistemas de utilización son los siguientes.

1.4.1 Acumulación de energía química

Es posible producir hidrógeno a partir del agua de mar mediante electrólisis. El motor de combustión interna funciona bien con hidrógeno, y su contaminación es baja ya que los gases de escape contienen más vapor de agua y menos compuestos de carbono. El problema está

en descubrir un método seguro y de poco peso para el almacenamiento de gas. Se está investigando la acumulación de energía química en forma de hidruros.

1.4.2 Acumulación térmica

Se puede acumular energía térmica en materiales de elevado calor específico dispuestos en recipientes aislados térmicamente. Se podrían calentar los materiales mediante elementos eléctricos o fuentes térmicas directas. La energía mecánica se obtendría llevando el calor acumulado, a través de los conductores de calor, a algún tipo de motor térmico, tal como el motor de Stirling (motor de combustión externa).

1.4.3 Acumulación de energía mecánica

Se ha pensado en utilizar volantes girando a muy altas velocidades como acumuladores de energía cinética, que actuarían como generadores para alimentar motores eléctricos. Es problemática la realización de una estructura de poco peso para soportar sin peligro el volante a prueba de averías, mecánicas o accidentes.

1.4.4 Acumulación de energía magnética

Se ha pensado también en almacenar energía magnética en inductores sometidos a temperaturas muy bajas (superconductores). Esto resultaría también peligroso pues el dispositivo podría explotar si un aumento de temperatura permitiese que los conductores se hicieran resistivos.

2. MOTORES

2.1 De los muchos tipos de motores disponibles, los siguientes parecen ser los más adecuados para tracción.

Motores de colector de c.c.:
- motores con inductor excitado en serie
- motores con inductor excitado en paralelo
- motores de imán permanente
- motores de excitación mixta.

Motores de inducción y de tracción de c.a.:
- motores de inducción de rotor en cortocircuito, jaula de ardilla
- motores de reluctancia.

2.2 Relaciones entre la potencia del motor y el peso

Los motores producen un par motor gracias a la acción combinada de los campos magnéticos de las partes fijas y móviles. Cuando ambas se acercan a la saturación, el par máximo producido por una máquina es proporcional al volumen del inducido y, por lo tanto, aproximadamente proporcional al peso del motor.

Potencia = K · par x r.p.m.

La relación entre la potencia y el peso de un motor es aproximadamente proporcional a las r.p.m. máximas del motor. Si se intenta aumentar la velocidad y reducir el volumen por CV, en los motores de colector se llega a un límite a partir del cual aparecen problemas en el conjunto colector/escobillas y los debidos a la fuerza centrífuga sobre los devanados del inducido. Por el contrario, con motores de inducción se pueden conseguir tamaños mucho más pequeños, en los cuales las únicas limitaciones son para el aumento de temperatura, la fuerza centrífuga y la pérdida de rendimiento.

Las relaciones típicas entre la potencia del motor y el peso son las siguientes:

- Motores de combustión interna, de gasolina: 0,13 a 0,33 kW por Kg.
- Motores de tracción eléctrica (bajo régimen permanente): 0,04 a 0,1 kW por Kg.
- Motores eléctricos experimentales de gran velocidad de 6.000 a 12.000 r.p.m., enfriados por agua o aire (bajo régimen permanente): 0,5 a 1,00 kW por Kg.

En realidad no se ha dedicado un gran esfuerzo para hacer que los motores de serie sean más ligeros de peso debido a que, actualmente, la relación entre la potencia y el peso de los vehículos está tan afectada por el peso de la batería que el del motor es de poca importancia, aunque un tamaño pequeño siempre es ventajoso.

2.3 Práctica actual

La mayoría de los vehículos eléctricos utilizan motores excitados en serie, y algunos en paralelo. El mantenimiento del colector y las escobillas representa una pequeñísima parte del mantenimiento total que requiere un vehículo. Existen pocas reclamaciones por parte de clientes y pocos problemas de servicio. Se adaptarían los motores de rotor en jaula de ardilla en cortocircuito a los vehículos industriales sólo si el coste total del motor más el control fuese comparable con el coste actual de los motores de colector y su control.

3. MOTORES EXCITADOS EN SERIE

Los motores excitados en serie tienen el devanado inductor en serie con el inducido. Tanto el flujo del inducido como del inductor varían con la corriente del motor.

Mientras el circuito magnético no esté saturado,



$$T \alpha I^2$$

con una tensión de alimentación constante



$$N \alpha \frac{1}{I}$$

Las características del motor excitado en serie están representadas en la figura 1.

El motor de excitación en serie tiene las siguientes ventajas para la tracción.

a) Se puede sobrecargar mucho ya que cuando la corriente crece, hace aumentar el flujo tanto en el inducido como en el inductor. La reacción del inducido no debilita el campo y el par de sobrecarga del motor continúa aumentando hasta que se sature el hierro tanto del inductor como del inducido.
b) El par disponible a poca velocidad, cuando la fuerza contraelectromotriz es baja, es muy elevado. Esto permite que los vehículos sin cambio de marchas tengan una aceleración razonable durante el arranque.
c) La elevada autoinducción del inductor y el inducido en serie tiene la ventaja de proporcionar una corriente más filtrada para una alimentación de tensión continua interrumpida periódicamente, y una acumulación más elevada de energía magnética útil para ciertos sistemas de frenado regenerativo, en comparación con un motor excitado en paralelo.
d) Se puede controlar por medio de combinadores que conmutan simples resistencias, o electrónicamente con troceadores con tiristores.

Las desventajas son las siguientes:

a) Se trata de un motor de colector y resulta caro de fabricar en comparación con un motor de inducción de rotor de jaula de ardilla.
b) Requiere el mantenimiento de las escobillas. No obstante, esta es una tarea relativamente sencilla y la duración de las escobillas durante más de 100.000 Km de recorrido es normal en aplicaciones de locomoción.
c) No es tan fácil obtener un frenado regenerativo simple como con un motor excitado en derivación funcionando como generador.

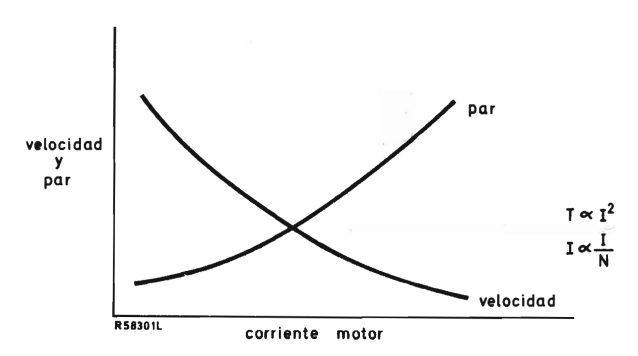


Figura 1. Característica del motor excitado en serie.

4. MOTORES EXCITADOS EN PARALELO

Los motores excitados en paralelo tienen sistemas de control independientes en el inductor y en el inducido. Véase la figura 2.

En funcionamiento normal, se ajusta el flujo en el inductor a un valor elevado y se deja fijo dentro de la gama de velocidades de trabajo de la máquina. Para lograr velocidades muy elevadas se reduce ya que el par motor es proporcional a los flujos en el inductor y en el inducido.

$$T \alpha \Phi I_A$$

Si Φ es constante, $T \alpha I_A$

velocidad α tensión V si el par es constante.

La figura 3 representa las características par-velocidad para una tensión constante en el motor, y la figura 4 muestra la relación velocidad-tensión para distintos pares de carga.

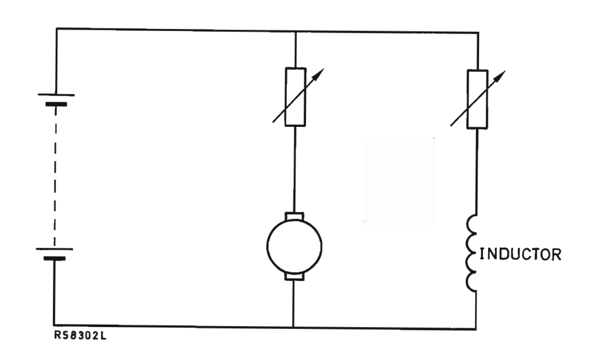


Figura 2. Conexiones del motor excitado en paralelo.

Ventajas de los motores excitados en paralelo:

a) Es más fácil aplicar el frenado regenerativo que con los motores excitados en serie.
b) Se puede controlar por simple conmutación de resistencias o mediante procedimientos electrónicos.
c) Se obtienen pares de arranque más bajos que con los motores excitados en serie debido a la reacción del inducido. Esta es una grave desventaja para vehículos sin cambio de marchas, pero no es tan grave en vehículos con transmisión de relación variable.
d) Resulta caro de fabricar y requiere mantenimiento de las escobillas.

5. MOTORES DE IMAN PERMANENTE

Estos motores tienen características similares a las de los motores excitados en paralelo, pero el campo del imán permanente les proporciona algunas características importantes.

a) Los imanes inductores de ferrita tienen una reluctancia elevada. Por lo tanto, la reluctancia del circuito magnético del inductor a través de los polos del inducido es elevada. Se reduce mucho el efecto cancelador del flujo del inducido sobre el flujo del inductor (reacción del inducido). Se pueden diseñar motores de imán permanente para ser capaces de soportar sobreexcitaciones casi tan fuertes como los motores excitados en serie.
b) Tienen un rendimiento mayor ya que no necesitan corriente de inductor.
c) El motor resulta más económico, más pequeño y más liviano que el motor equivalente de excitación en paralelo.
d) Debido al campo constante se pueden utilizar simples sistemas de frenado regenerativo.

Actualmente sólo se fabrican hasta potencias de alrededor de 5 CV.

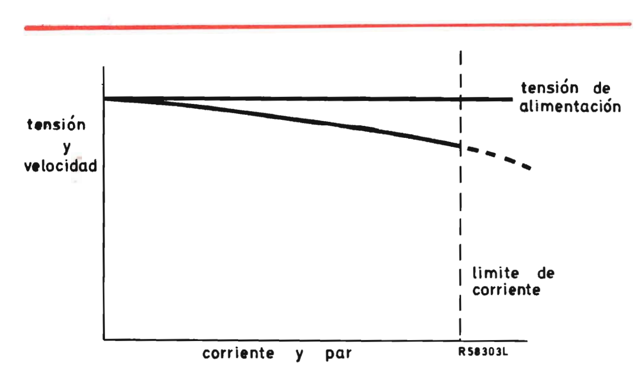


Figura 3. Característica velocidad-par del motor excitado en paralelo.

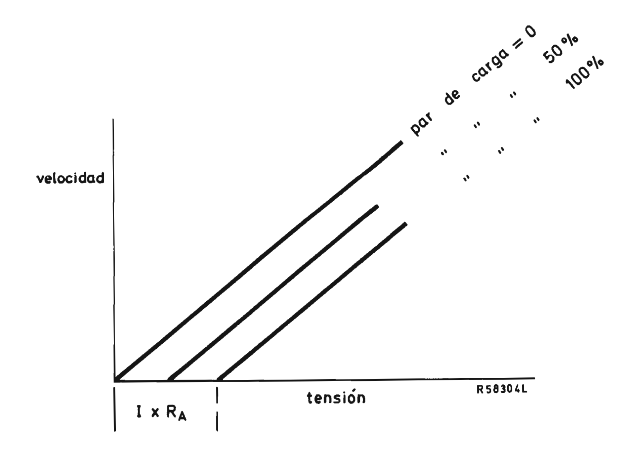


Figura 4. Característica velocidad-tensión de alimentación del motor excitado en paralelo.

6. MOTORES DE EXCITACION MIXTA

Estos motores tienen devanados inductores tanto en serie como en paralelo y tienen propiedades tanto de los motores excitados en serie como de los excitados en paralelo. Estas son:

a) Gran capacidad de sobrecarga.
b) Sistemas de frenado regenerativos más sencillos que con los motores excitados en serie.

7. MOTORES DE INDUCCION DE ROTOR EN CORTOCIRCUITO (JAULA DE ARDILLA)

Los motores de inducción necesitan para funcionar una corriente alterna polifásica y, en un vehículo, se ha de obtener de una batería de c.c. mediante un rectificador inversor. Estos son los utilizados más frecuentemente.

La figura 5 muestra la familia de curvas par-velocidad de un motor alimentado con una frecuencia variable, y un producto tensión-tiempo constante por ciclo.

La figura 6 muestra las curvas del par, de la corriente y del factor de potencia en función de la velocidad de un motor alimentado a una frecuencia y a una tensión trifásica constantes.

Observando estos dos gráficos, se deduce que el control de velocidad por frecuencia variable es muchísimo

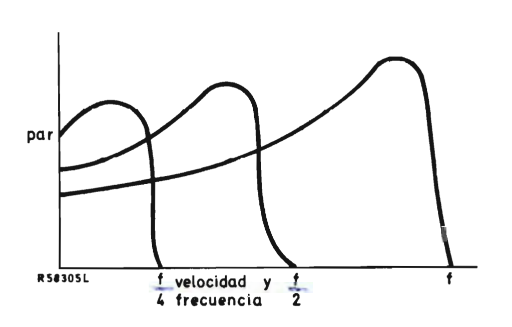


Figura 5. Características velocidad-par de un motor de inducción.

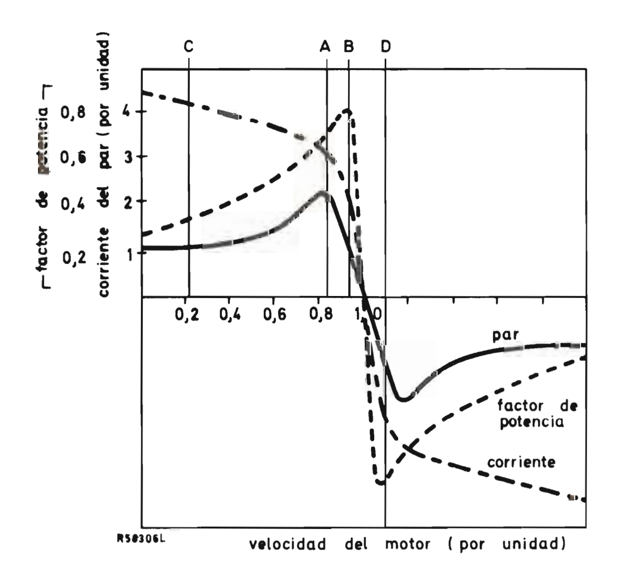


Figura 6. Curvas de rendimiento típicas del motor de inducción.

más eficaz y, desde luego, la única solución practica cuando se necesita un par elevado a poca velocidad.

Si la velocidad del motor es superior a la de sincronismo (fijada por la frecuencia del inversor), tiene lugar una regeneración automática. Se puede lograr un frenado regenerativo utilizando esta particularidad.

El motor de inducción se ha utilizado experimentalmente en trenes, y en automóviles. Sus ventajas frente al motor de excitación en serie son:

a) No hay colector ni escobillas (menos mantenimiento).
b) Puede funcionar a gran velocidad y, por lo tanto, es más pequeño y más liviano que un motor de corriente continua de igual potencia.
c) El rotor, con devanado en forma de barras es más pequeño, más robusto y mejor equilibrado que un inducido con colector.
d) El devanado principal, al estar situado en el estator, no tiene que soportar ninguna fuerza centrífuga ni estar mecánicamente equilibrado.

Las desventajas son:

a) El inversor de frecuencia variable que se necesita para controlar el motor a partir de baterías de c.c. es complejo y caro en comparación con el control para los motores de c.c.
b) El motor no tiene el elevado par de arranque del motor excitado en serie, lo que proporciona una aceleración peor al ser utilizado en vehículos sin cambio de marchas.

8. MOTORES SINCRONOS DE RELUCTANCIA

Hay muchos tipos de motores de reluctancia. La propiedad que tienen en común es que el rotor o el estator —o ambos— tienen polos salientes. Véase la figura 7. Cuando se acerca un polo del rotor a un polo del estator, se activa el devanado del estator y la fuerza resultante que atrae a los polos para alinearlos es el par en el eje. El rotor puede ser magnéticamente dulce y sus polos pueden ser inducidos por el campo del estator, o magnetizados por el imán permanente. En el primer caso, una vez alineados los polos tanto del rotor como del estator, se desactiva la bobina del estator y el rotor queda libre para moverse, siendo atraido hacia adelante por otros pares de polos de rotor y estator situados en otra posición y alimentados por otra fuente eléctrica de fase diferente.

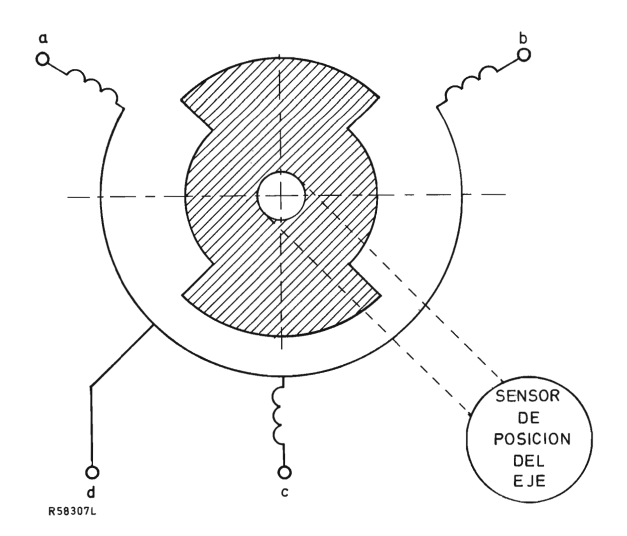


Figura 7. Motor de reluctancia polifásico.

En los casos en que el rotor está magnetizado por el imán permanente, la corriente del devanado se ha de invertir para provocar la repulsión para que siga girando. Utilizando una disposición trifásica del estator y con el rotor magnéticamente dulce, se puede obtener un par suave y continuo con un motor con sólo tres conmutaciones. Véase la figura 8.

Tal motor se desarrolló con el paso del flujo magnético en dirección axial. La figura 9 muestra una sección transversal de dicho motor.

Las características de este tipo de motor eran:

a) Los devanados del estator eran circulares y por lo tanto sencillos y económicos y se podía utilizar cable Litz o pletina.
b) El rotor no tenía devanados, era de hierro laminado para reducir las pérdidas por corrientes parásitas y no tenía inserciones metálicas para reforzar la estructura.
c) Variando el disparo de los tiristores con relación a la alineación entre los polos del rotor y del estator, se podía hacer que el sistema accionara la carga o la regenerara.
d) Se necesitaba un sólo conmutador por fase del motor, lo que suponía un control más sencillo que el de un motor de inducción. Un fallo en la conmutación no producía un cortocircuito directo de la batería.
e) No poseía el elevado par de sobrecarga del motor excitado en serie.
f) El control, con sensor de posición, etc., era mucho más complejo que el de un motor de excitación en serie, pero se necesitaban menos elementos de gran potencia que en un control de motor de inducción.

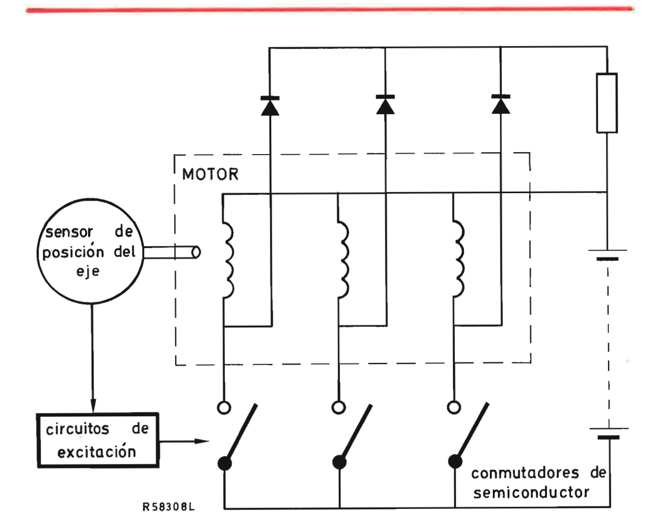


Figura 8. Controlador del motor de reluctancia de tres conmutadores.

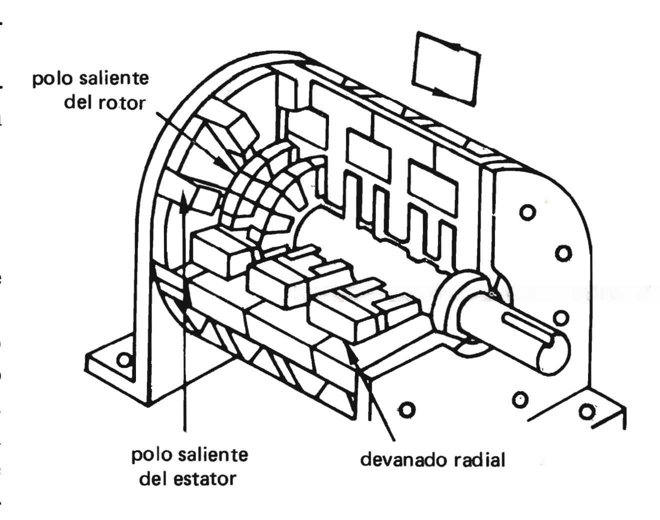


Figura 9. Sección del motor de disco.

9. CONTROLES PARA MOTORES ELECTRICOS

9.1 General

Las propiedades deseables para el control de un motor de vehículo eléctrico son:

a) Pocas pérdidas.
b) Simplicidad.
c) Fiabilidad.
d) Servicio fácil.
e) Que proporcione un control suave de velocidad en ambas direcciones, dentro de una adecuada gama de velocidades.
f) Que proporcione un frenado regenerativo, dinámico o reostático, o por inversión, según se requiera.
g) Que proporcione una limitación de corriente y una protección contra sobrecargas.

9.2 Frenado eléctrico

El frenado eléctrico de un vehículo proporciona las siguientes ventajas funcionales.

a) Mayor maniobrabilidad y seguridad en vehículos industriales. Se puede hacer que frene automáticamente al liberar el pedal acelerador.

b) Mucho menos desgaste del sistema mecánico de frenado.
c) Puede aumentar la autonomía del vehículo reconvirtiendo la energía cinética del vehículo para recargar la batería. (Frenado regenerativo.)

El frenado eléctrico de un motor consiste en hacerlo funcionar como generador, convirtiendo la energía cinética de la masa en movimiento en energía eléctrica. El producto E.I.T. representa la energía de frenado absorbida. Se puede disipar la energía eléctrica en forma de calor, o se puede devolver a la batería.

9.2.1 Frenado regenerativo

El frenado regenerativo consiste en realimentar la energía de frenado para recargar la batería. Generalmente, este es el sistema más difícil de realizar y requiere circuitos de control extra. Por esta razón no resulta funcional o económicamente atractivo para vehículos de poca velocidad, en los que la energía cinética acumulada es pequeña. Los vehículos de carretera, que pueden descender largas pendientes, o frenar a grandes velocidades logran un aumento de autonomía media del orden del 5% al 15%, según la naturaleza del terreno y la eficacia del sistema.

La energía recuperada en una parada depende de:

a) El rendimiento de la recarga, normalmente del orden del 50% para una corriente regeneradora de corta duración y máximo elevado.
b) El rendimiento de la regeneración. El porcentaje máximo de energía cinética del vehículo que puede recuperar el sistema de regeneración es normalmente del 70% como máximo.
c) El grado de frenado adicional por fricción utilizado por ejemplo, en paradas de emergencia.

Se ha comprobado que vehículos, como autobuses y taxis que circulan por el centro de las ciudades obtienen hasta un 25% de aumento de autonomía.

9.2.2 Frenado reostático y dinámico

Estos términos se refieren a la disipación de la energía en el devanado del motor y en una resistencia externa, o sólo en el devanado del motor.

9.2.3 Frenado por inversión

Consiste en accionar el control para intentar que el motor funcione en dirección opuesta a la de marcha. Este método proporciona un frenado rápido a velocidad cero, pero se extrae de la batería energía suplementaria y ésta así como la energía cinética del vehículo son disipadas en una resistencia externa y en el devanado del motor.

Diversas combinaciones de estos sistemas se utilizan en vehículos según las necesidades.

10. SISTEMAS DE CONTROL POR INTERCALADO DE RESISTENCIAS PARA MOTORES EXCITADOS EN SERIE

10.1 Tracción

El método consiste en intercalar una resistencia en serie con el motor y retirarla por etapas mediante una serie de contactores hasta que el motor acelere de forma natural de acuerdo con sus características aplicándole toda la tensión. Esto se representa en la figura 10 y se conoce como curva de conmutaciones.

La función principal de este tipo de control es la de limitar la corriente de arranque y sólo tiene un valor limitado como control de velocidad, debido a la disipación térmica en los resistores en serie. Todos los controles por etapas producen sacudidas de aceleración en cada etapa y se pierde una potencia considerable en la resistencia en serie.

Se puede utilizar un reostato de carbón para eliminar las sacudidas pero, se sigue perdiendo una potencia considerable en disipación térmica, lo cual limita su empleo como control de velocidad a intervalos de tiempo relativamente cortos, y la única velocidad económica de funcionamiento es la característica a tensión completa.

Para reducir las pérdidas de arranque y proporcionar un funcionamiento económico adicional, con frecuencia se adopta una conmutación en serie paralelo de las sec-

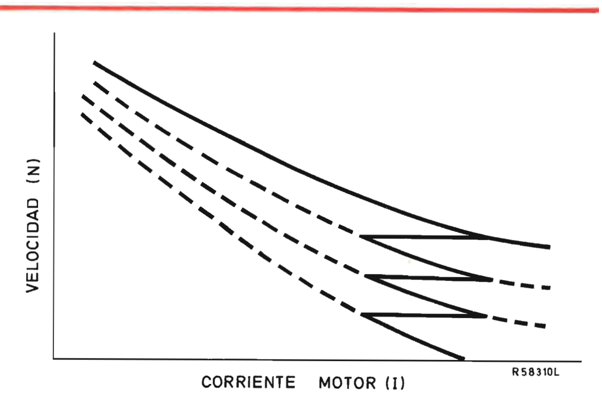


Figura 10. Curva de conmutaciones del control por intercalado de resistencias.

ciones de la batería y/o motores (en vehículos de varios motores), la figura 11 muestra las características típicas de un sistema de conmutación de la batería. La figura 12 muestra una comparación de las pérdidas de arranque para arranques con batería no conmutada y arranques con la batería en paralelo-serie. El diagrama muestra que se reducen mucho las pérdidas de arranque y que se dispone de un punto de poca velocidad, libre de pérdidas.

10.2 Frenado eléctrico

Se puede incorporar el frenado eléctrico con controles de resistencia por etapas, tal como se indica en la figura número 13.

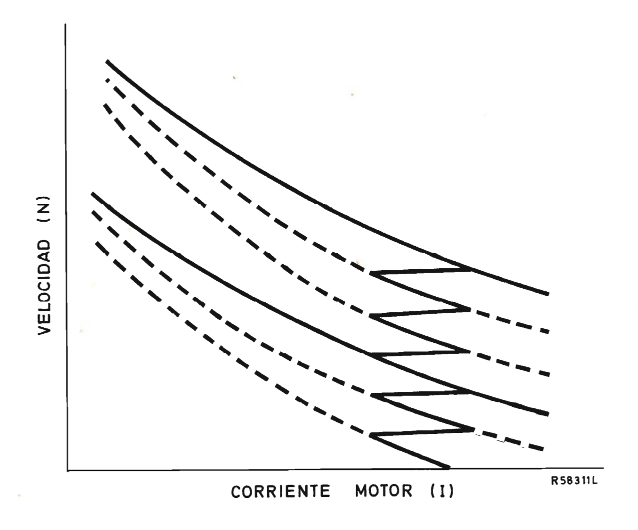


Figura 11. Curva de conmutación del sistema serie-paralelo.

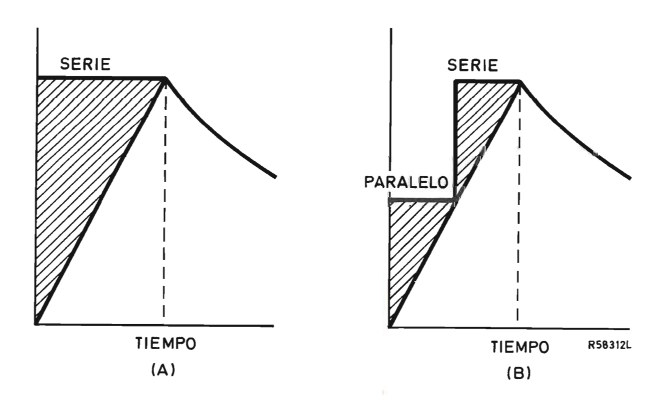
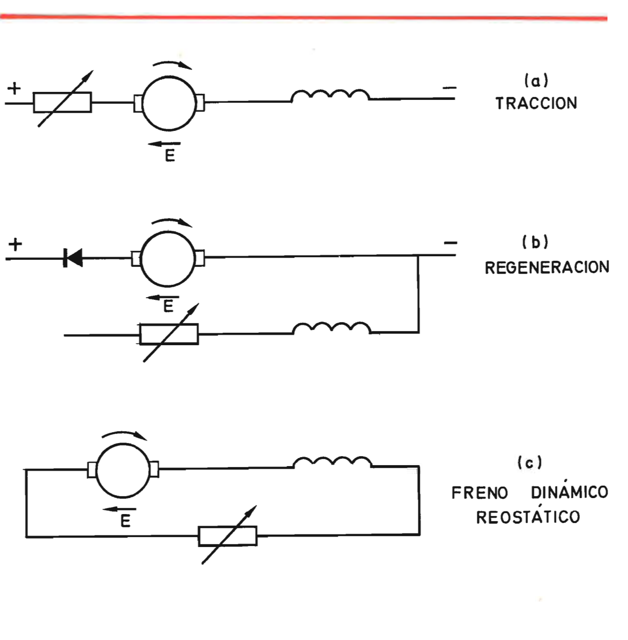


Figura 12. Pérdidas de arranque. (a) Arranque con batería no conmutada. (b) Arranque con la batería serie-paralelo.



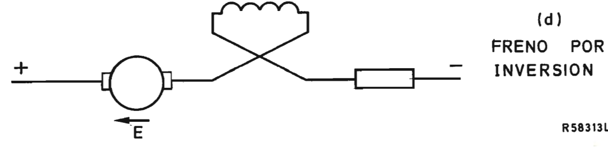


Figura 13. Control de resistencia del motor excitado en serie.

Frenado regenerativo 13(b). Se ha de desconectar el circuito del inductor y excitarlo separadamente de forma que la tensión del inducido sea mayor que la de la batería, funcionando realmente como un motor excitado en paralelo.

Frenado reostático 13(c). Se desconecta el motor de la batería y se le conecta a una resistencia. Se puede controlar el frenado cortocircuitando la resistencia por etapas.

Frenado por inversión 13(d). Se invierte la dirección de la corriente a través del inductor y se conecta una resistencia en serie entre la batería y el motor para controlar la corriente.

11. CONTROL ELECTRONICO DE MOTORES EXCITADOS EN SERIE

11.1 General

En lugar de reducir la tensión efectiva del motor mediante el uso de resistencias disipadoras en serie, se puede controlar la tensión media del motor mediante técnicas de conmutación troceando la corriente. El circuito fundamental se muestra en la figura 14.

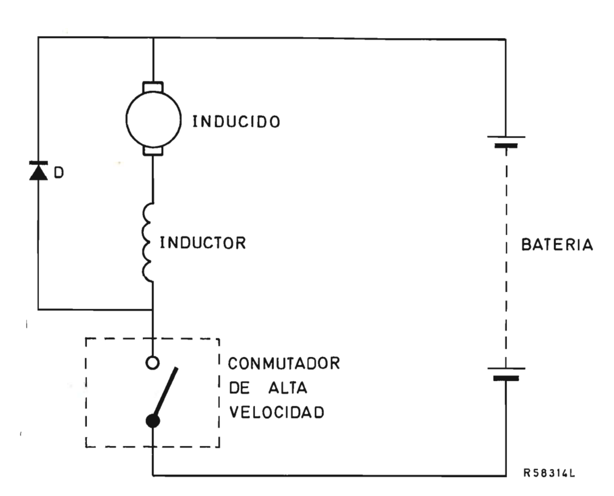


Figura 14. Control por conmutación del motor excitado en serie.

11.2 Tracción

El vehículo se pone en marcha cerrando el interruptor *S*, con lo cual aplica toda la tensión de la batería al motor. La corriente aumenta casi linealmente si la resistencia del motor es pequeña, y después de un período de tiempo predeterminado se abre el interruptor y la corriente circula a través del motor y del diodo de volante *D*. Seguidamente se vuelve a cerrar el interruptor y se repite el ciclo.

Si se puede accionar el interruptor a una frecuencia suficientemente elevada, el diodo *D* mantiene una c.c. constante con un rizado superpuesto, fluyendo a través del motor, aunque la tensión del motor sea un tren de impulsos. Se puede ajustar la relación trabajo-reposo del conmutador para conseguir la corriente media que el motor necesita. Se pueden utilizar transistores o tiristores para el conmutador de gran velocidad.

11.3 Troceadores con transistores

El transistor utilizado como interruptor tiene las siguientes características.

a) Se le puede hacer conducir o se bloquea aplicando o no una corriente de base relativamente baja y, por lo tanto, no necesita componentes auxiliares.
b) Los transistores actuales son limitados en lo que se refiere a capacidad de conducción de corriente. Incluso los vehículos eléctricos muy pequeños necesitan impulsos de corriente de 300-400 A y, por lo tanto, se tienen que utilizar decenas de transistores en paralelo. La complejidad del circuito aumenta en proporción directa con la potencia, hasta un límite tal que aún teniendo que utilizar componentes auxiliares de conmutación, el empleo del tiristor de gran corriente resulta más económico.
c) Los transistores poseen menos capacidad para resistir cortocircuitos y son difíciles de proteger con fusibles.

Un montaje de conjunto básico está representado en la figura 15.

Generalmente se necesita un condensador *C* para limitar la velocidad de elevación de la tensión cuando se bloquea el transistor, reduciéndose así su disipación y evitando la segunda ruptura. El diodo *DA* limita la descarga del condensador cuando el transistor vuelve a conducir, de forma que la energía acumulada 0,5 CE_d^2 es disipada en el resistor *R* en lugar de en el transistor.

En la práctica, la autoinducción L_o de la batería y los cables está dentro del circuito de alimentación. Esto resulta útil ya que limita la velocidad de subida de la corriente cuando el transistor empieza a conducir. Cuando el transistor se bloquea, sólo la corriente del motor circula a través del diodo de efecto de volante *D*. La energía acumulada en L_o oscila entre ella y *C* a través de *D* saturado y *DA* polarizado en sentido directo. La tensión de colector del transistor sobrepasa en mucho la tensión de la batería y se ha de seleccionar adecuadamente su valor V_{CEO}. El condensador se carga a una tensión superior a la de la batería $I_d \quad \sqrt{L_o/C}$ y la energía 0,5 $L_oI_d^2$ acumulada originalmente en L_o se pierde en el resistor *R* cuando el condensador se descarga hasta el nivel de tensión E_d. La potencia total perdida P_R en el resistor *R* podría ser substancial a gran potencia y alta frecuencia:

$$P_R = 0{,}5f\,(CE_d^2 + L_oI_d^2)$$

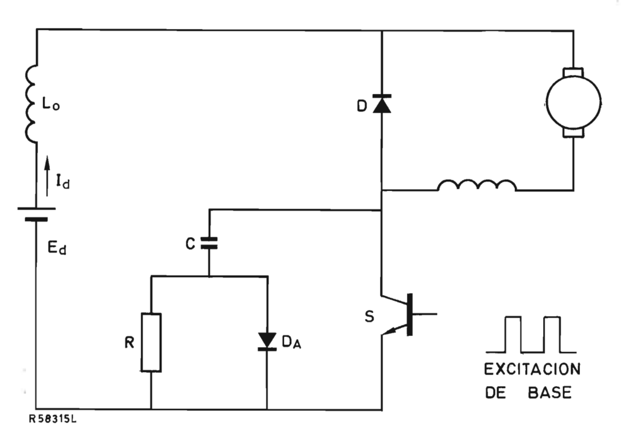


Figura 15. Troceador de c.c. utilizando como conmutador S un transistor de potencia.

11.4 Reguladores con troceador de tiristores

Los reguladores con tiristores tienen las siguientes características.

a) Están disponibles tiristores adecuados para inversores, capaces de soportar corrientes y tensiones elevadas. Se pueden construir con ellos reguladores de muy alta potencia con pocos componentes.
b) Los tiristores se pueden proteger en el caso de cortocircuito mediante fusibles.
c) Los tiristores se pueden bloquear solamente reduciendo su corriente directa a aproximadamente cero, y para ello se necesitan componentes adicionales de gran potencia.

11.5 Conmutación

El proceso de bloquear un tiristor se conoce por el término "conmutación", en circuitos de c.c. se logra invirtiendo la tensión aplicada al tiristor y desviando su corriente.

Esto se efectúa acumulando energía en un condensador durante el período de conducción y descargando este condensador a través del tiristor con polaridad invertida para bloquearlo. Un circuito de conmutación típico aparece en la figura 16.

Inicialmente, considérese que el tiristor principal TH_1 está bloqueado y el tiristor de conmutación TH_2 conduciendo. El condensador C se carga hasta alcanzar la tensión de la batería a través de la impedancia de carga y TH_2 se bloquea de forma natural en cuanto el condensador está cargado.

A continuación se hace conducir TH_1 y la corriente de carga fluye de la batería a través de TH_1. El condensador C se descarga a través de TH_1, el choque L y el diodo D_1. Estos componentes forman un circuito resonante que al oscilar invierte la polaridad de la carga de C, que se mantiene en esta condición debido a la presencia del diodo de conmutación D.

Cuando se ceba el tiristor TH_2, C se descarga en dirección opuesta a través de TH_1, descebándolo y se repite el ciclo de carga.

En la práctica, después de descebar el tiristor principal TH_1, se vuelve a cargar el condensador C mientras la corriente del motor circula a través del diodo de efecto de volante D_1. En estas condiciones, la corriente de carga circula a través de la batería, de L_O (la autoinducción de la batería y el cable de alimentación) y del diodo D_1 en sentido directo y a 0 V a través de TH_2.

El condensador C se carga a una tensión más elevada que la de la batería mediante una acción oscilatoria, y vuelve a través de L y D a un nivel inferior, descebando a TH_2. El diodo D evita que se vuelva a cargar y se mantenga a nivel bajo. Su capacidad para descebar el tiristor principal TH_1 al final del próximo impulso de corriente del motor sería de lo contrario muy reducida.

Hay varios métodos para superar estos inconvenientes. Uno de ellos –figura 17– consiste en insertar un diodo D_4 para bloquear la oscilación inversa a través de L, D_3, D_1, L_O y de la batería.

11.6 Valores reales de los componentes utilizados en controles de troceadores con tiristores

Se utilizaron los siguientes componentes para un control típico de motor de una carretilla elevadora de horquilla de 20 CV.

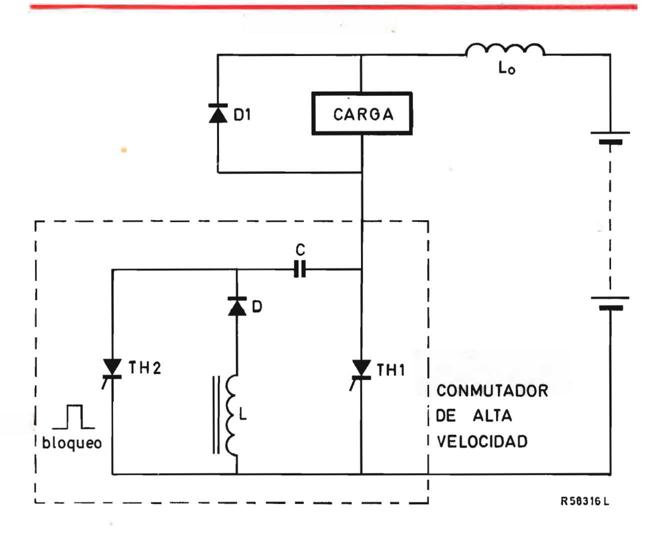


Figura 16. Conmutación por tiristor.

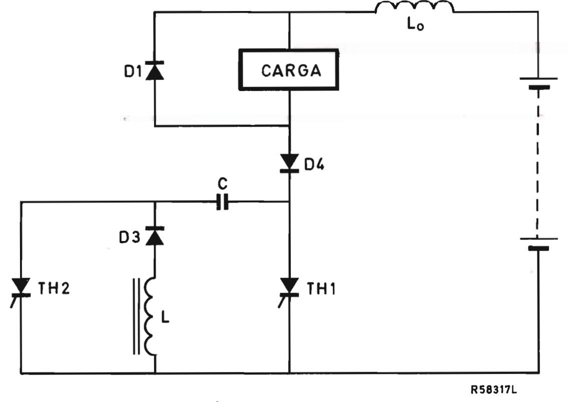


Figura 17. Inversión de la carga con diodo en serie.

– Tensión de batería	72 V
– Corriente máxima del motor durante el arranque	1600 A
– Corriente nominal a plena carga a velocidad de régimen	260 A
– TH_1	I_T (m) 700 A
– TH_2	I_T (m) 275 A
– D_1	I_T (m) 700 A
– C_6	600 μF

11.7 Frenado eléctrico de motores excitados en serie por conmutación

Si se dispone del transistor o tiristor adecuado, se puede disponer el circuito que proporcione un frenado regenerativo, dinámico o por inversión, según se requiera. Tales circuitos están ilustrados en la figura 18. Generalmente se efectúan los cambios necesarios mediante contactores.

Frenado regenerativo (fig. 18(b))

Cuando el interruptor S está cerrado, el motor funciona como un generador en cortocircuito.

La corriente aumenta y una parte de la energía cinética del vehículo se transforma en energía magnética que se acumula en la autoinducción del inducido y del inductor. A una corriente predeterminada, se abre S y la interrupción del flujo hace que aumente la tensión y la corriente fluye del motor a la batería a través del diodo D, recargándola. El diodo D_1, mostrado en la figura con puntos, recoge la tensión del inducido si ésta aumenta excesivamente al regenerar a gran velocidad.

Frenado dinámico (fig. 18(c))

En este caso, la energía acumulada en el inductor del motor es disipada en una resistencia en lugar de ser realimentada a la batería.

Frenado por inversión (fig. 18(d))

Se puede frenar el vehículo aplicando un par motor invertido, ello se logra invirtiendo el inductor del motor y activando el interruptor. La ventaja del sistema estriba en que se puede obtener una fuerte acción de frenado hasta velocidad cero. Con frecuencia se incluye una resistencia en serie para que la acción sea más suave.

12. CONTROL POR INTERCALADO DE RESISTENCIAS PARA MOTORES EXCITADOS EN PARALELO Y DE IMAN PERMANENTE

12.1 Tracción

Se puede disponer el control de velocidad y corriente por etapas de resistencias en serie, de acuerdo con el apartado 10.1. A veces se incorpora a los sistemas de excitación en paralelo la posibilidad de reducir el campo producido por el inductor para aumentar la velocidad.

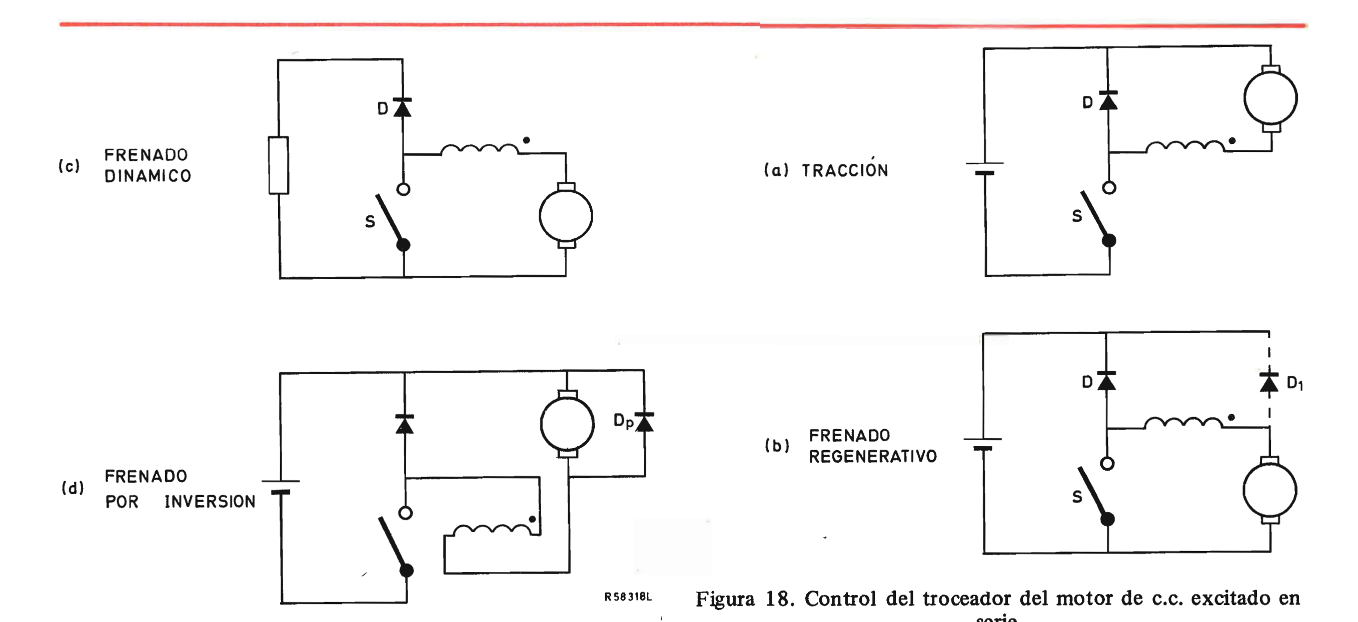


Figura 18. Control del troceador del motor de c.c. excitado en serie.

12.2 Frenado (fig. 19)

Frenado regenerativo (*fig. 19*(*b*)). Se puede lograr un frenado regenerativo sencillo conectando para ello las secciones de la batería en paralelo, de forma que la fuerza contraelectromotriz del motor sea más elevada que la tensión de la batería dentro de una gama de velocidades del vehículo más amplia.

Frenado dinámico o reostático (*fig. 19*(*c*)). Se puede lograr un frenado dinámico sencillo conectando una resistencia al motor y controlando la corriente con una resistencia en serie o con la resistencia en serie con el inductor.

Frenado por inversión (*fig. 19*(*d*)). Se conecta la batería para hacer que el motor funcione en sentido inverso, forzando al vehículo a parar. Se puede controlar la corriente mediante una resistencia en serie.

13. CONTROLES CON TROCEADOR ELECTRONICO PARA MOTORES EXCITADOS EN PARALELO

Los controles con transistores y tiristores descritos en el apartado 11 para su uso con motores excitados en serie son también adecuados para motores excitados en paralelo. Se han construido controles híbridos para motores excitados en paralelo con troceadores de baja potencia en el circuito del inductor, y etapas de resistencias o controles con tiristores en el circuito del inducido. Los motores excitados en paralelo utilizados en estos sistemas fueron diseñados de forma que con un campo máximo, la fuerza contraelectromotriz sea igual a la tensión de la batería a 1/4 de su velocidad nominal. Un nuevo aumento de velocidad se obtuvo con la debilitación del campo, obteniéndose así unas características de potencia constantes similares a las de los motores excitados en serie (fig. 20).

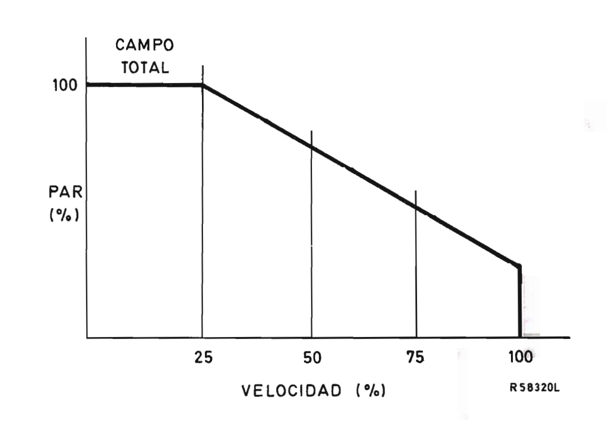


Figura 20. Característica velocidad-par del motor excitado en paralelo con debilitación del campo.

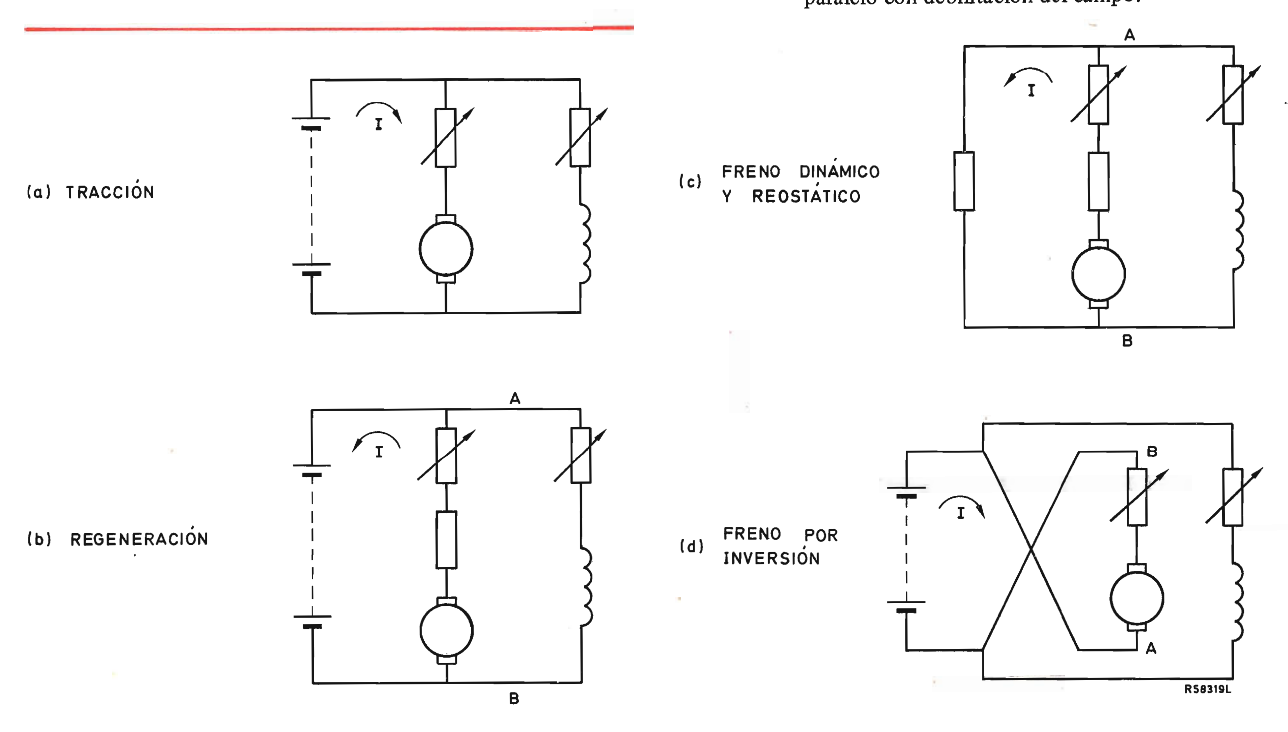


Figura 19. Controladores de resistencia de los motores excitados en paralelo y de imán permanente.

La gran ventaja del sistema es que, si a cualquier velocidad superior a 1/4 de la nominal se lleva de nuevo el campo a su valor total, la tensión del motor sería superior a la de la batería y la regeneración tendría lugar a través del diodo D_1 (fig. 21).

Esta regeneración controlada es factible sin ningún cambio de conexiones del circuito mediante contactores u otros dispositivos. Como la energía acumulada en el vehículo en movimiento es: velocidad^2 X 1/2 masa, se puede recuperar gran parte de la energía cinética.

Esta combinación motor/control es atractiva y se utiliza en algunos diseños avanzados de autobuses.

14. CONTROLES PARA MOTORES DE INDUCCION

14.1 General

Los motores de inducción requieren una alimentación de c.a. polifásica para funcionar, y los inversores electrónicos son la única forma práctica de obtener ésta a partir de una batería de c.c. La forma más eficaz para controlar la velocidad del motor es variar la frecuencia del inversor. Con frecuencia se utilizan motores trifásicos y será de éstos de los que trate este artículo. Hay dos tipos distintos de inversores, adecuados para el control de velocidad de motores de inducción.

14.2 Inversor de frecuencia variable y tensión controlada

Este inversor –figura 22– genera una tensión pulsatoria cuyo valor eficaz equivale al de una onda sinusoidal. La impedancia de salida es baja y el motor toma una corriente de carga que depende de su velocidad comparada con la frecuencia del inversor.

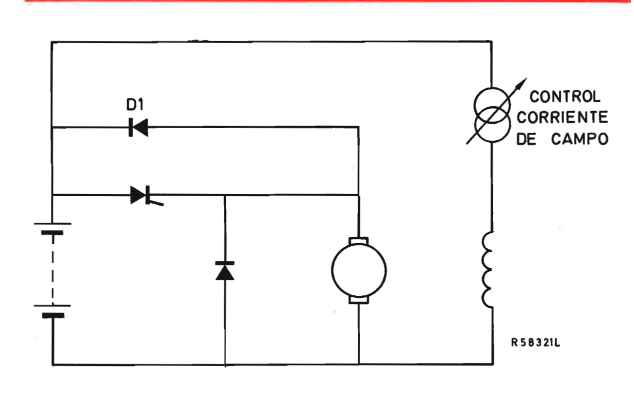
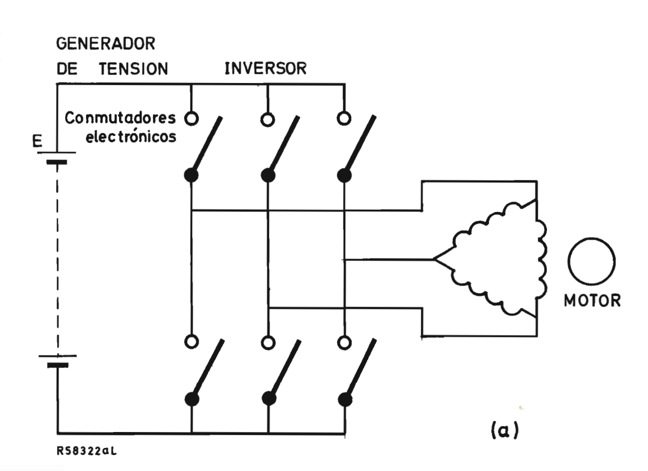


Figura 21. Regeneración con motor en paralelo y control de campo.



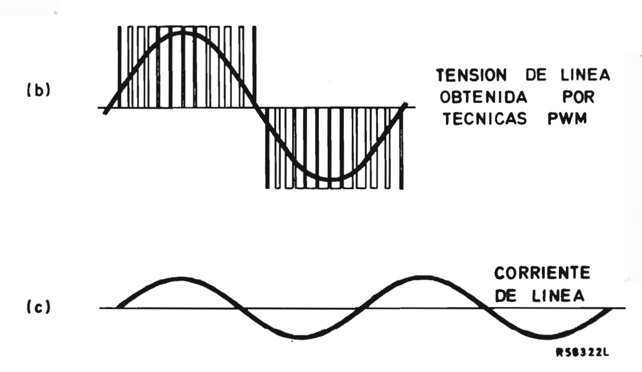


Figura 22. Inversor de frecuencia variable y generador de tensión controlada.

14.3 Inversor de frecuencia variable y corriente controlada (fig. 27)

Este inversor provoca una onda de corriente casi cuadrada y controlada a través de los devanados del motor y tiene una elevada impedancia de salida. La tensión media de c.c. de entrada al inversor se ajusta en función de la potencia de carga tomada por el motor, manteniéndose la corriente constante.

Estos dos tipos de inversores se estudian con más detalle en los párrafos siguientes.

15. INVERSOR DE FRECUENCIA VARIABLE Y TENSION CONTROLADA FUNCIONANDO A PARTIR DE UNA ALIMENTACION DE C.C.

15.1 Tracción

La figura 22 muestra la disposición básica de un inversor de tensión controlada. Los interruptores pueden ser

transistores o tiristores, las ventajas de la utilización de unos u otros en esta aplicación ya fueron comentadas en el apartado 11.

La tensión aplicada al motor se modula mediante la activación de los interruptores superiores e inferiores. La modulación se controla de tal forma que para cualquier frecuencia y su correspondiente velocidad de motor, se mantiene aproximadamente constante el producto tensión-tiempo aplicado a cada devanado. Esto evita la saturación magnética del estator y que se produzcan elevadas pérdidas.

Utilizando altas frecuencias de conmutación y controlando la anchura de los impulsos, se puede conseguir que las corrientes y la fase del motor se aproximen a una onda sinusoidal, con ello se logra un rendimiento elevado a todas las velócidades.

También se puede utilizar un sistema de modulación más sencillo, que entregue una forma de onda casi cuadrada a costa de un rendimiento menor.

Conmutación

Cuando se utilizan tiristores como interruptores, que resulta lo más aconsejable a los niveles de potencia de un motor de vehículo, son necesarios circuitos de conmutación adicionales apropiados para bloquear los tiristores. Existen muchos sistemas para conseguirlo, todos ellos basados en el mismo principio utilizado para conmutar el único tiristor usado en el control para motores de excitación en serie, apartado 11.

Existe abundante literatura acerca de ellos.

La figura 23 muestra un puente típico de gran potencia con sus principales componentes de conmutación.

15.2 Dimensionado de componentes en inversores de tensión controlada (fig. 24)

A elevadas frecuencias, cuando el período es equivalente o inferior al tiempo de conexión del tiristor, la corriente media se calcula de la siguiente forma. La potencia máxima del motor es:

$$P = \sqrt{2}\, V_{BAT}\ \ I_{ef} = 3V_{BAT}\ \ I_T(m)$$

donde $I_T(m)$ es el valor medio de corriente en los tiristores del puente.

A velocidad y frecuencia bajas, cuando el período es más largo que el tiempo medio durante el cual el tiristor conduce, el valor de I_T en los tiristores se ha de duplicar para obtener el mismo par.

Se ha de dejar un margen para poder sobreexcitar el motor, con el fin de compensar la caída óhmica interna y obtener un par de arranque elevado para una puesta en marcha rápida. Además se ha de incluir un factor de seguridad adicional.

15.3 Frenado eléctrico

a) *Regeneración*. Si se ajusta el inversor para que funcione a una frecuencia inferior a la frecuencia de sincronismo para una determinada velocidad del motor, puede efectuarse la regeneración a la batería (figura 6). Se puede controlar la corriente de regeneración, variando la frecuencia del inversor a partir de la de sincronismo en adelante, o variando la tensión del inversor manteniendo la frecuencia del inversor superior a la de sincronismo.

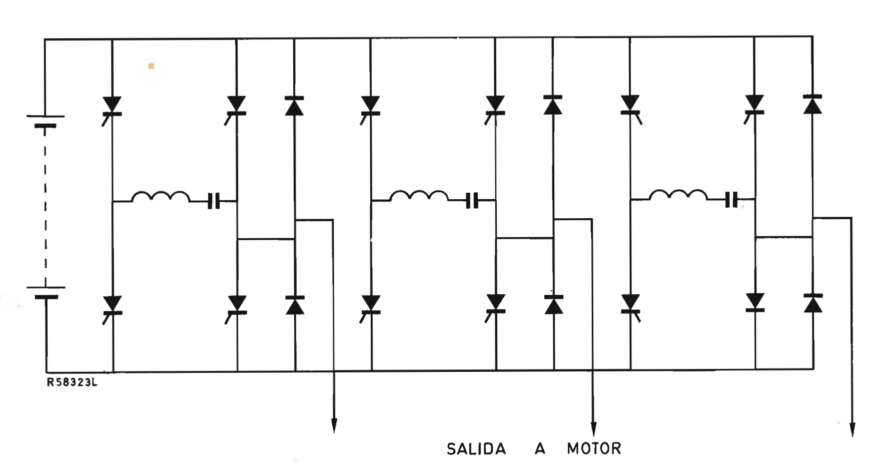


Figura 23. Puente con los componentes de conmutación.

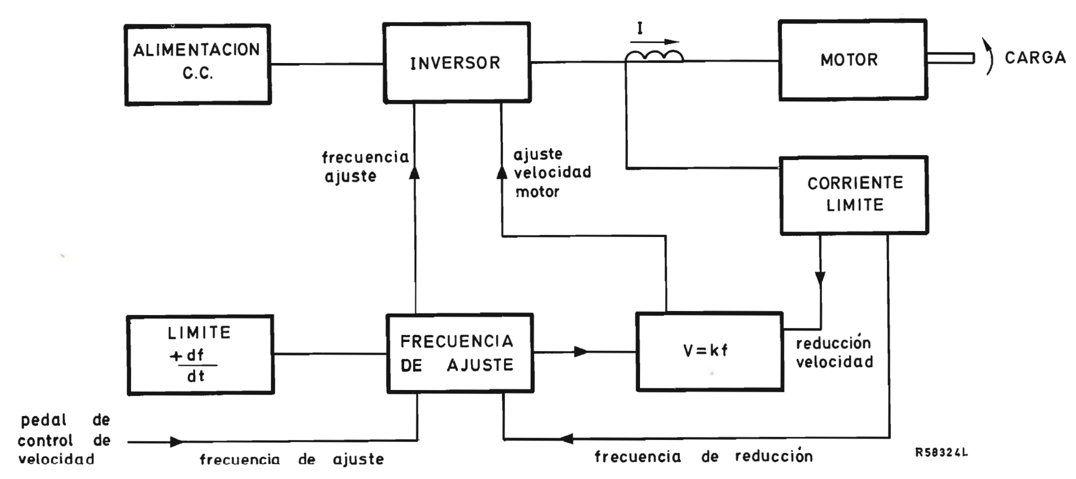


Figura 24. Control de bucle abierto del inversor de tensión controlada.

b) Se pueden utilizar el frenado por inversión, por inyección de c.c. y demás técnicas conocidas para obtener paros rápidos pero perdiendo energía.

15.4 Funcionamiento con control del deslizamiento o funcionamiento en bucle abierto

En la figura 6 se puede ver que el par obtenido por amperio y el factor de potencia son más elevados con un deslizamiento reducido o sea comprendido entre las líneas A y B.

1) *Funcionamiento en bucle abierto.* En el sistema de control de la figura 24, la velocidad se controla cambiando la frecuencia, manteniéndose el producto tensión-tiempo dentro de cada medio ciclo aproximadamente constante y cercano al valor límite. Si se cambia la frecuencia del inversor lentamente desde cero, el motor funciona automáticamente en la región AB (figura 6). Una aceleración rápida o una sobrecarga podría provocar el funcionamiento en la región C de elevada corriente y bajo par. Si se opera en la región C, en comparación con el funcionamiento en la región AB, son necesarias corrientes mayores en los tiristores y se obtiene un par motor inferior.
Para evitar esto, el control debe limitar la velocidad de aumento de la frecuencia del inversor, reduciéndola cuando se acerca al límite de corriente. Esto da como resultado una conducción con reacción algo lenta, que no obstante resulta satisfactoria para usos industriales en general pero que es inferior a la óptima obtenible con el empleo de un generador tacométrico para proporcionar al control un parámetro proporcional a la velocidad del motor.

2) *Funcionamiento con control del deslizamiento con bucle cerrado.*
La frecuencia del inversor es controlada automáticamente, por la velocidad del motor, mediante un generador tacométrico para que la frecuencia del inversor sea igual a (frecuencia sincronismo + deslizamiento óptimo) o sea el punto A en la figura 6. El diagrama de control de la figura 25 representa el esquema de bloques correspondientes. La potencia del motor se varía controlando la tensión aplicada al motor hasta el límite de saturación.
Con este sistema se obtienen las siguientes ventajas:

a) Se puede diseñar el motor de forma que tenga una baja resistencia de rotor y, por lo tanto, un deslizamiento reducido al 1% o inferior, a la potencia nominal, aumentando así el rendimiento. Con motores de inducción normales, una resistencia de rotor tan baja no resulta práctica ya que se obtiene un par de arranque bajo, una elevada corriente de arranque, y una elevada sensibilidad a los cambios de frecuencia de la red de alimentación.
b) Se puede controlar la frecuencia de deslizamiento de forma que el motor pueda funcionar con un par muy cercano al máximo sin problemas de estabilidad, reduciéndose así el peso por CV.
c) El motor puede desarrollar un par de arranque aún mayor que el máximo determinado por una frecuencia y una tensión fijas. Esto se puede lograr aplicando una tensión, mientras el motor está parado, superior a la necesaria para producir el flujo necesario a la frecuencia de deslizamiento. Ya que las pérdidas en el hierro y las de rotación son casi imperceptibles, se pueden tolerar elevadas corrientes para producir pares eleva-

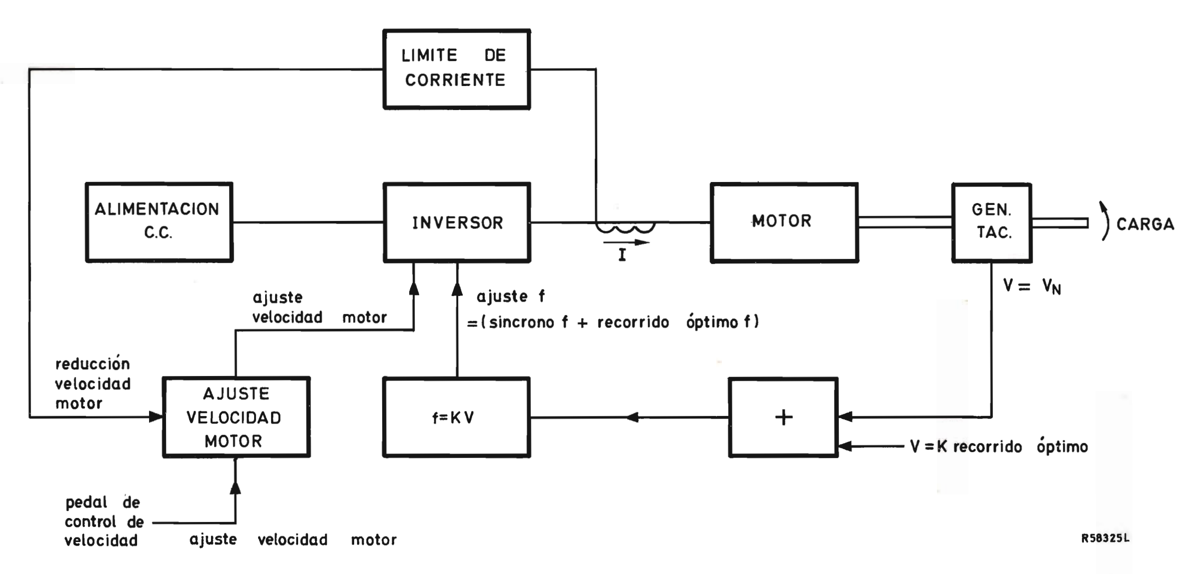


Figura 25. Funcionamiento con control de deslizamiento con bucle cerrado del inversor de tensión controlada.

dos durante un tiempo corto sin que se produzca un calentamiento indebido.

d) Si se mantiene constante la frecuencia de deslizamiento, el control del sistema resulta muy sencillo ya que se puede controlar la potencia del motor mediante una simple variación de tensión. Tal sistema presenta las mismas características que un motor de c.c. excitado en serie.

e) Para aplicaciones de tracción donde se requiere una potencia constante dentro de una amplia gama de velocidades, se puede obtener el par necesario a gran velocidad con un flujo inferior y, por lo tanto, también una tensión inferior que en un sistema en el que se mantenga la inducción constante con una relación tensión-frecuencia fija. Esto reduce la tensión que deben soportar los dispositivos semiconductores necesarios para el inversor.

f) Si se resta, en lugar de sumar, de la frecuencia de sincronismo del motor la frecuencia de deslizamiento en el punto D de la figura 6, se efectúa regeneración.

16. INVERSOR DE FRECUENCIA VARIABLE Y CORRIENTE CONTROLADA PARA EL CONTROL DE MOTORES DE INDUCCION

16.1 Descripción del sistema

La figura 26 representa la disposición básica de un inversor de corriente controlada. La batería, el interruptor, el diodo y el inductor forman un generador de co-

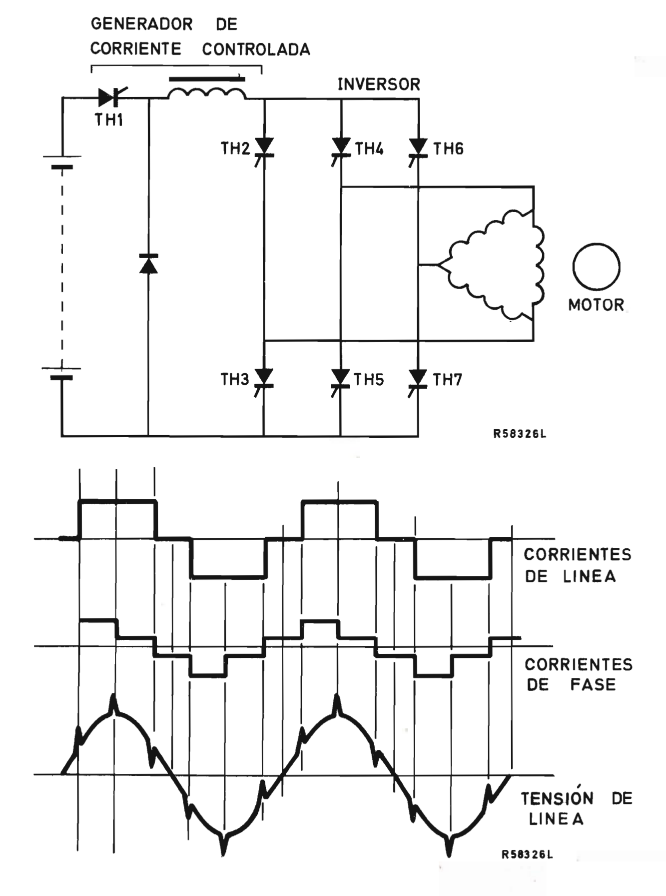


Figura 26. Inversor de frecuencia variable del generador de corriente controlada.

rriente controlada. Los tiristores del puente inversor conducen la corriente controlada a través de los devanados del motor para establecer la frecuencia de funcionamiento. Sólo dos tiristores del puente conducen a la vez, conduciendo cada uno la corriente durante un ángulo de 120°

Las corrientes de cada fase tienen una forma de onda casi cuadrada y la corriente entre dos fases con el motor conectado en triángulo, tiene seis escalones como se ve en la figura 26. La forma de onda de la tensión sin controlar, depende de la impedancia efectiva del motor a la corriente aplicada bajo unas determinadas condiciones de la carga y, generalmente es sinusoidal con picos de conmutación superpuestos.

16.2 Dimensionado de los tiristores en un inversor de corriente controlada

El tiristor TH_1 que controla la corriente (figura 27) soporta la corriente total del sistema.

$$I_T(m)\ TH_1 = \frac{\text{potencia } P}{\text{tensión batería}} \times \text{factor sobreexcitación} \times$$

$\times$ factor de seguridad

Sólo dos tiristores del puente conducen, en serie a la vez.

$$I_T(m)\ TH_{2\text{-}7} = I_T(m)\ \frac{TH_1}{3}$$

A frecuencias bajas y baja velocidad del motor, el período de conducción del tiristor podría exceder el tiempo medio permitido. En este caso se deben utilizar tiristores mayores.

16.3 Conmutación

En la figura 27 se muestra el circuito del puente con los condensadores de conmutación.

En un momento dado sólo conducen un tiristor del grupo superior y uno del inferior. Durante el período de conducción de cualquier pareja, los condensadores de conmutación se cargan directamente a través de los diodos de potencia y los devanados del motor. Cuando se ceba el próximo tiristor, se bloqueará el anterior gracias a la carga de dicho condensador. La corriente total a través del inversor está siempre limitada al valor contro-

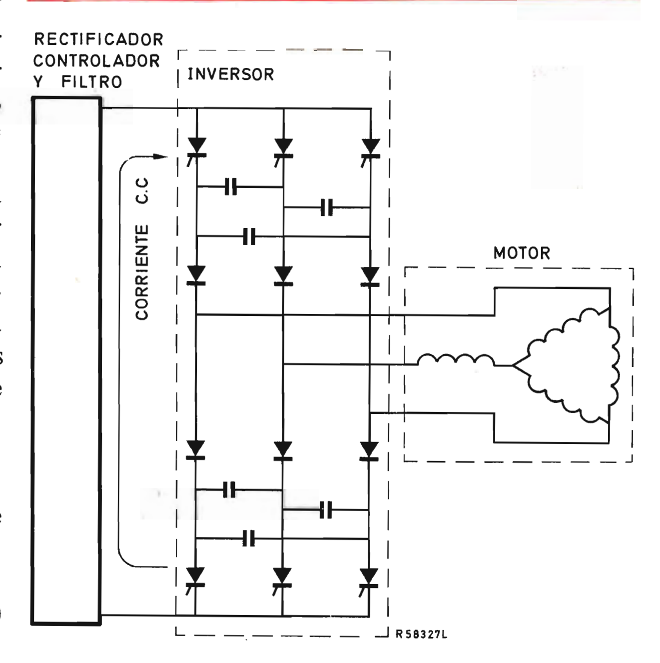


Figura 27. Componentes de conmutación y de potencia del inversor de corriente.

lado y, por lo tanto, los condensadores de conmutación se descargan linealmente. Se pueden utilizar largos períodos de conmutación sin ningún inconveniente y se pueden utilizar tiristores normales en lugar de tiristores especiales para inversores. Esta característica, además de no utilizar autoinducciones de conmutación (con la excepción de pequeñas autoinducciones di/dt) ni tiristores auxiliares, hace que los inversores de corriente controlada sean económicamente atractivos a todos los niveles de potencia.

16.4 Frenado

El frenado regenerativo se obtiene cuando la frecuencia del inversor es inferior a la frecuencia de sincronismo para la velocidad del motor en un momento dado. Para ello, se ha de variar el conexionado del control por medio de un contactor para invertir el sentido de la corriente y cargar la batería.

También es posible lograr un frenado por inversión y un frenado de inyección de c.c.

16.5 Sistema de control

Es posible el control en bucle abierto con una elevada corriente prefijada. La tensión media en los termina-

les de entrada del inversor y el factor de potencia del motor se autoajustan para igualar la potencia que se toma del motor.

Control del deslizamiento en bucle cerrado

Para vehículos grandes se acopla un generador tacométrico para el control del deslizamiento de la corriente. Un diagrama de bloques de este sistema aparece en la figura 28.

Sin carga, el motor funciona a una corriente mínima prefijada y un deslizamiento casi nulo. Un aumento de la carga hace que la velocidad descienda. El generador tacométrico y el amplificador de error de velocidad controlan la frecuencia para que ésta sea igual a la de sincronismo + el deslizamiento óptimo para una velocidad reducida.

El amplificador de error de velocidad exige también un aumento de la corriente y se aumenta la velocidad del motor hasta casi recobrar el valor correspondiente a carga cero.

16.6 Características del inversor de corriente controlada

1) *Fiabilidad*

Limitando la alimentación de c.c. a un valor de seguridad, es imposible que los componentes del inversor tengan una corriente excesiva. Circunstancias imprevistas tales como cebados parásitos, fallos de conmutación e interrupciones momentáneas de energía –que normalmente hacen que los inversores de c.c. fundan fusibles, se destruyan semiconductores o, como mínimo, se paren– resultan en sólo una pérdida momentánea del par durante tal circunstancia. Hasta un cortocircuito en las tres fases en los terminales del inversor, aún siendo una prueba dura para el motor, no puede perjudicar al inversor.

2) Se pueden utilizar tiristores lentos normales en el puente inversor.

3) No se necesitan autoinducciones de conmutación ni tiristores auxiliares para conmutar el puente inversor.

4) Tanto el controlador de corriente como el inversor han de estar dimensionados de forma que puedan proporcionar la corriente necesaria para la máxima potencia del motor.

Nota: Las versiones adecuadas a la c.c. industrial de los inversores de tensión y corriente controladas necesitan rectificadores dimensionados para la potencia, pero la versión de corriente controlada ha de emplear rectificadores controlados.

5) En el control por corriente se necesita una autoinducción en serie capaz de soportar la corriente máxima.

6) La forma de onda de la corriente con 6 escalones produce más pérdidas que las corrientes casi sinusoidales obtenidas con algunos inversores controlados por tensión, no obstante el rendimiento es razonablemente bueno.

7) Se tiene que acoplar un generador tacométrico para obtener una reacción rápida, unas pérdidas mínimas y el control del deslizamiento.

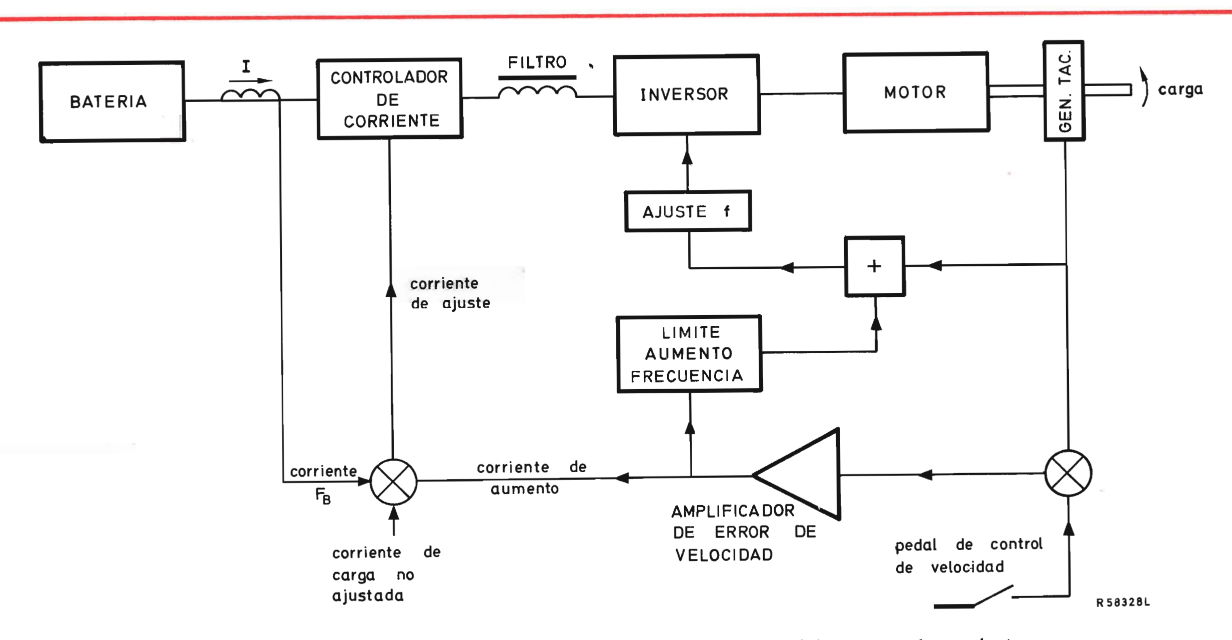


Figura 28. Control del deslizamiento en bucle cerrado del inversor de corriente.

17. CONTROLES ELECTRONICOS PARA MOTORES SINCRONOS DE RELUCTANCIA CON ROTORES MAGNETICAMENTE DULCES

17.1 Sistema

La figura 8 representa el esquema de un control para un motor síncrono de reluctancia trifásico. Sólo se necesita un interruptor de potencia por fase, y sólo uno conduce en cualquier momento. Los interruptores pueden ser transistores o tiristores, según se comentó anteriormente. El interruptor que conduce en un momento dado viene determinado por un sensor de la posición del rotor.

Se puede utilizar un inversor de corriente de tensión controlada, al igual que con el motor de inducción, apartados 15 y 16.

Se puede lograr un frenado regenerativo reduciendo la frecuencia del inversor por debajo de la velocidad de sincronismo.

17.2 Dimensionado de los tiristores de un control para un motor síncrono de reluctancia

Sólo conduce un tiristor a la vez.

Valor medio de la corriente en el tiristor $I_T(m) =$

$$= \frac{P \times \text{factor sobreexcitación} \times \text{factor de seguridad}}{3\ V_{BAT}}$$

A velocidades bajas, el tiempo durante el cual el tiristor conduce puede exceder su tiempo de conducción medio. Deben elegirse por lo tanto tiristores capaces de conducir corrientes mayores.

18. DISPOSICION MECANICA EN VEHICULOS ELECTRICOS

18.1 Número y posición de los motores

Un sólo motor. La gran mayoría de vehículos en producción y experimentales tienen un sólo motor y un diferencial mecánico para mayor simplicidad, coste inferior y mayor ligereza.

Se han utilizado *dos motores* en algunos vehículos para no tener que usar el diferencial mecánico, y para poder conectarlos en serie o en paralelo a la batería como otra posibilidad de control.

"Motores en las ruedas". Se pueden construir tanto el inducido como el inductor del motor en el eje o cubo de la rueda.

Las características de este sistema son:

a) Tracción en las cuatro ruedas, fácil de realizar, para vehículos especiales, militares y todo terreno.
b) El vehículo puede seguir marchando si falla un motor.
c) Los motores pueden ser multipolares, de baja velocidad, con transmisión directa o con engranajes en los cubos con motores más pequeños y de gran velocidad. Ambas combinaciones proporcionan una relación de potencia peso diferente.
d) Al no tener suspensión elástica, el conjunto de la rueda y el motor está expuesto a choques si la rueda franquea zanjas o salientes.
e) El elevado peso sin suspensión elástica reduce la comodidad del vehículo.
f) Resulta difícil incorporar un mecanismo de cambio de marchas en el conjunto.

18.2 Transmisiones de relación regulable

La capacidad del motor de tracción, al ser sobreexcitado fuertemente, para proporcionar una aceleración razonable, es útil en vehículos de una sola marcha y poca velocidad.

a) La batería se debe diseñar de forma que proporcione la corriente necesaria para la sobreexcitación. Esto reduce la relación entre la capacidad y el peso.
b) Los dispositivos de control se deben diseñar de acuerdo con la corriente de sobreexcitación.
c) Un vehículo con una amplia gama de velocidades puede lograr mejor rendimiento cuando el par del motor se multiplica mediante una transmisión. Un ejemplo simplificado (figura 29) ilustra la relación de tiempos de aceleración de vehículos de una sola marcha y de tres marchas, en un recorrido sin pendiente y viento en calma.

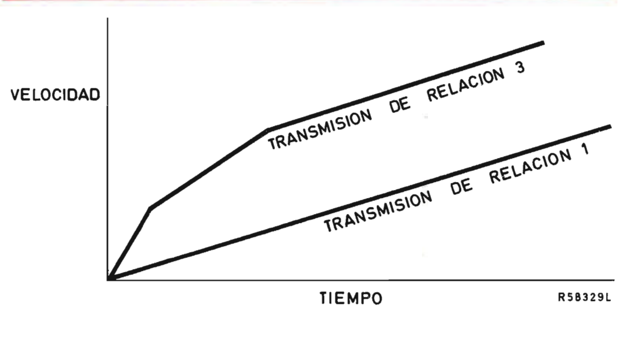


Figura 29. Aceleración con transmisiones de relación fija y variable.

Se han probado muchos sistemas distintos de transmisiones de relación regulable.

a) Caja de cambios de tipo automóvil convencional, de cambio manual. Son económicas, livianas y eficientes en comparación con los sistemas automáticos.
b) Transmisiones por correa de relación regulable. Son razonablemente eficientes, económicas, automáticas y adecuadas para vehículos ligeros. Su funcionamiento automático permite simplificar el frenado regenerativo.
c) Cambios hidráulicos automáticos, combinaciones motor-bomba hidráulica regulable, transmisiones de contactos giratorios.

Generalmente, estas transmisiones son menos eficientes, más pesadas y más caras que a) y b), y por lo tanto su empleo es menos adecuado.

18.3 Vehículos híbridos con motor eléctrico y de combustión interna

Estos sistemas de tracción han sido usados para equipar vehículos que producirían poca contaminación al utilizar el motor eléctrico dentro de los límites de la ciudad, y gran alcance al utilizar el motor combustión interna fuera de ella. El motor de combustión interna debería diseñarse para funcionar con un rendimiento óptimo. Cuando acelerase, fuera de la ciudad, también se utilizaría el motor eléctrico.

El sistema de transmisión para el funcionamiento de uno o ambos motores a la vez sería muy complejo, y el conjunto de ambos motores muy voluminoso y caro. El sistema podría ser aplicable a autobuses, pero el resultado sería similar a cambiar vehículos eléctricos –autobuses o trenes– a vehículos Diesel fuera de la ciudad.

Se ha pensado en utilizar pequeños grupos electrógenos, con motor de combustión interna, de emergencia para recargar las baterías de los automóviles eléctricos de ciudad que en un momento dado se han quedado con la batería descargada; pero tanto el ruido como la contaminación producidas irían en contra de las razones que se aducen para producir vehículos eléctricos. Una solución mejor en estos casos sería la existencia de estaciones de carga de baterías abiertas permanentemente.

En principio tales sistemas no parecen muy atractivos.

19. BATERIAS

19.1 Características

Las propiedades de los principales tipos de baterías acumuladoras utilizadas, o que se piensa se utilizarán en vehículos eléctricos se dan a continuación en la tabla 1.

19.2 Acumulador de plomo

Esta batería proporciona la acumulación de energía más económica y más empleada en la actualidad. Ha estado en uso desde el siglo 19 y se puede considerar como totalmente desarrollada. Nuevas mejoras en el diseño mecánico continúan proporcionando mejoras en la relación entre la capacidad y el peso, pero ha resultado difícil mejorar la velocidad máxima de descarga (un factor limitador para aceleraciones rápidas). Las tensiones que se utilizan con vehículos industriales tienden a ser bajas normalmente, 24, 48, 72, 96. Un número más pequeño de células reduce el coste, la relación entre la capacidad

Tabla 1. Características de las baterías.

	W-h/Kg	Coste por kW-h (comparativo)	Velocidad de drenado máx. W/Kg	Duración del ciclo	Coste por kW-h por ciclo (comparativo)
Plomo	4,5-8	1	7-11	250/1500	1
Níquel-cadmio	4,5-7	8	77	2000/4000	2,5
Plata-cinc	18	20	90	40/200	175
Cinc-aire (experimental)	18	2	9-22	100/500*	6
Sodio-azufre (experimental)	30-45	1-3	135	1000/5000*	0,5 a 1
Litio-metal (experimental)	45	35	2-9	100/1000?*	20

*Proyecto.

y el peso y mejora la fiabilidad. El recargar a fondo gran número de células resulta pesado.

19.3 Acumuladores de sodio-azufre

Esta batería parece ser la más prometedora de los tipos experimentales. Se ha constituido una empresa para su estudio y desarrollo, la Chloride Silent Rider. Su meta es la de conseguir un diseño producible industrialmente a partir de un prototipo que funciona bien.

Se seleccionaron los materiales de los electrodos teniendo en cuenta lo siguiente:

- disponibilidad
- bajo costo
- poco peso
- alta capacidad de acumulación.

Los problemas de desarrollo son los siguientes:

1. *Mecánicos*. El separador es de una sustancia de alúmina cristalizada fabricada en forma de tubos mediante técnicas cerámicas. Parece ser quebradizo y se han observado cortocircuitos en las células del prototipo. Pruebas efectuadas con prototipos pequeños han tenido éxito y se está proyectando un prototipo de tamaño real.
2. *Temperatura de trabajo*. Las células han de funcionar a una temperatura entre 250 y 300°C. Los fabricantes recomiendan que se mantenga la batería a esta temperatura en un recipiente aislado y controlado termostáticamente. Se mantendría la temperatura constantemente tanto si se está utilizando la batería como si se está cargando o está simplemente sin utilizarse. Su aplicación automovilística principal sería autobuses y vehículos de uso intensivo. Hay dudas sobre el riesgo de incendio de esta batería en el caso de un fallo mecánico o accidente de circulación. El sodio reacciona violentamente con agua. El azufre es inflamable pero, no en exceso. No es tan volátil como la gasolina. Los diseñadores de la batería mantienen que es tan segura como la gasolina.

Una comparación entre los acumuladores de plomo y el proyectado acumulador de sodio-azufre, a tamaño real, es la siguiente:

– peso	similar
– duración	similar
– coste	similar
– volumen	similar
– capacidad kWh/Kg	sodio-azufre = 4 X plomo
– velocidad máxima de descarga kW/Kg	sodio-azufre = 4 X plomo

20. CARGADORES DE BATERIAS

Cada vehículo necesita un cargador de baterías. Los acumuladores de plomo tardan horas en cargarse, y se ha de planificar su utilización cuidadosamente para evitar el quedarse con las baterías descargadas cuando se necesita el vehículo. Es aconsejable darle al vehículo una carga adicional mientras esté temporalmente fuera de servicio; como por ejemplo, a las carretillas elevadoras de horquilla durante la hora del almuerzo.

Se puede acortar la duración de una batería con sobrecargas o cargas muy rápidas.

Existe un régimen de carga máxima de seguridad según el estado de la batería y este estado se puede conocer según la tensión de la célula en vacío, la densidad del electrólito, la emisión de gases, etc. Utilizando estas propiedades como señales de realimentación, los cargadores modernos se ajustan automáticamente para proporcionar la carga óptima en cada momento. Si se deja conectado el cargador cuando la batería está totalmente cargada, éste entrega una corriente de bajo valor a la batería para corregir pequeños desequilibrios y llevar cada célula al nivel de plena carga.

Los cargadores antiguos eran comparativamente más sencillos. Estaban provistos de transformadores con derivaciones y contactores controlados por temporizadores, que proporcionaban una corriente de carga que se reducía gradualmente. Un relé sensible a la tensión daba por terminada la carga cuando la tensión bajo carga por célula alcanzaba cierto valor. La tensión bajo carga no es una indicación muy precisa del estado de la carga. Estos cargadores se denominaban "simples" o "dobles" según la corriente, la tensión y el tiempo de carga.

Todos los cargadores utilizan diodos rectificadores, y algunos automáticos utilizan el control con tiristores.

Si los cargadores grandes funcionan conectados a las redes domésticas, las corrientes involucradas pueden exceder los niveles permitidos. En este caso se deben utilizar transformadores con desviaciones y control por contactores, o técnicas troceadoras.

21. RENDIMIENTO DE LOS AUTOMOVILES CON MOTOR ELECTRICO Y DE GASOLINA

21.1 Rendimiento de la conversión de energía

Se considera el rendimiento de conversión:

$$\% = \frac{\text{energía de tracción en ruedas motrices del vehículo} \times 100}{\text{energía térmica del petróleo en su estado natural}}$$

	Automóvil eléctrico	*Automóvil de gasolina*
	Petróleo en su estado natural	
Rendimiento de extracción	90%	90%
Rendimiento de refino	95% (a fuel-oil)	80% (a gasolina)
Rendimiento termoeléctrico	40%	
Rendimiento de la distribución	95% (conductores eléctricos)	85% (depósitos de gasolina)
Rendimiento de la carga de batería	80%	
Rendimiento de la descarga de batería	80%	
Rendimiento del motor y de la transmisión	80%	25%
Rendimiento total	16%	15,5%

Estas cifras son estimativas y no cifras exactas.

Como puede apreciarse, los rendimientos de conversión son aproximadamente los mismos. El rendimiento del motor de gasolina, aun siendo muy deficiente, tiene más posibilidades de mejorar y la próxima generación de motores podría proporcionar un rendimiento del 30%.

21.2 Consideraciones acerca del resultado total y de la contaminación

Se ha hecho una comparación entre el Mini 850 c.c. y el automóvil de ciudad G.E. "Delta" 1967. El eléctrico es de diseño progresivo pero muy realista.

Comparando las cifras se puede ver que el vehículo eléctrico pesa 1,7 veces más que el de gasolina, y ello a pesar de que el vehículo eléctrico tiene un chasis de magnesio. Se logró un tiempo de aceleración de 6 segundos para alcanzar una velocidad de 50 Km/h con el eléctrico:

a) debido a que el vehículo no tiene una transmisión de cuatro marchas,
b) sobreexcitando el motor eléctrico al acelerar para desarrollar cuatro veces la potencia.

La sobreexcitación (b) es posible gracias al empleo de un acumulador especial de níquel/cadmio en el vehículo. No se pueden obtener las elevadas corrientes de descarga a la potencia en juego del acumulador de plomo de poco peso comercial diseñado para una mejor relación capacidad-peso.

El vehículo eléctrico sería realmente práctico si se utilizase un chasis de acero, lo que por el contrario aumentaría el peso.

21.3 Costos relativos

Una estimación de los costos iniciales relativos (incluyendo batería y dínamo), basado en los datos obtenidos con una carretilla elevadora de horquilla es:

eléctrico 2, gasolina 1

El costo económico de funcionamiento estimado para algunos automóviles eléctricos de ciudad propuestos se debe principalmente a su rendimiento mediocre. Si se limitase en los automóviles convencionales de gasolina la apertura de la mariposa de los gases alrededor de 1/5 dentro de los límites de la ciudad, el ahorro de energía gastada en acelerar reduciría el consumo de gasolina, la emisión de gases contaminantes y el costo de funcionamiento. Los vehículos de gasolina con limitación de apertura de la mariposa de los gases proporcionarían un rendimiento y una economía similares sin el desembolso de capital que se necesita para la posesión de un segundo vehículo eléctrico de poco alcance sólo para la ciudad.

21.4 Rendimientos totales

Se considera un viaje a través de una ciudad como una sucesión de aceleraciones hasta alcanzar una velocidad de 50 Km/h seguidas de paros. El mismo viaje efectuado en un tiempo idéntico tanto por el automóvil eléctrico como por el de gasolina, necesita más energía de tracción el automóvil de batería como se verá a continuación.

1) La resistencia a la marcha está en proporción directa con el peso.
2) La energía de tracción está en proporción directa con el peso.

3) La cantidad de energía de aceleración recuperable por el frenado regenerativo no compensaría la energía adicional gastada por la resistencia a la marcha.

Ya que los rendimientos de conversión, del petróleo en crudo a energía de tracción, de ambos sistemas son similares, el rendimiento real del vehículo eléctrico es inferior.

22. CONCLUSIONES

Los vehículos eléctricos que se están fabricando actualmente son del tipo industrial/utilitario, utilizando motores excitados en serie y acumuladores de plomo con una gama de tensiones entre 24 y 96 V.

Se utilizan controles electrónicos troceadores con tiristores en casi el 50% de la producción total. En 1972 se fabricaron aproximadamente 8.000 controles electrónicos en el Reino Unido.

Normalmente, cada control está provisto de los siguientes componentes de gran potencia, figura 16.

- 2 tiristores adecuados para inversores de 100 a 800 A, TH_1 y TH_2
- 2 diodos de potencia de 100 a 800 A, D y D_1
- 1 condensador de conmutación C, que consiste en un banco de 1 a 10 condensadores en paralelo de película y no electrolíticos, 50 μF a 100 μF, 100 a 300 V, 100 μF a 600 μF

Coste relativo típico de estos componentes, figura 16:

– tiristor principal TH_1	1
– tiristor de conmutación TH_2	1/2
– condensador de conmutación C	1,5

Todos los vehículos eléctricos necesitan cargadores de corriente alta para la carga de la batería. Todos contienen diodos rectificadores y algunos utilizan el control con tiristores.

No hay automóviles eléctricos en producción actualmente debido a su deficiente aceleración, velocidad y autonomía y su elevado coste inicial. Ello es debido al elevado peso de las baterías actuales.

La relación entre la capacidad energética y el peso de las baterías experimentales más avanzadas es sólo de aproximadamente el 5% del de la gasolina y, por lo tanto, la posibilidad de vender un gran número de automóviles eléctricos, mientras la gasolina esté aún disponible, es muy hipotética.

El coste real de la energía en los automóviles eléctricos en términos del petróleo consumido (en la central eléctrica generadora) por peso de carga, por kilómetro a una velocidad media en particular, es más elevado que en un automóvil de motor de gasolina, aunque los costos de la carga eléctrica fuera de las horas punta del consumo eléctrico, las diferencias en los impuestos y el menor mantenimiento le podrían proporcionar una ligera ventaja pecuniaria.

Actualmente no parece haber ningún área de aplicación de la electrónica que pudiera hacer que los automóviles sean más aceptables o competitivos. Si se desarrollase un método económico de generación eléctrica, se agotarán los suministros de petróleo o se inventase algún medio de acumular o producir energía eléctrica que fuera portátil y de poco peso, se tendrían que reconsiderar los méritos relativos de la tracción eléctrica.

Bajo tales circunstancias, el pequeño tamaño, el poco peso y el bajo mantenimiento de los motores de inducción de gran velocidad los podría convertir en los motores preferidos. Los controles para estos motores necesitan doce tiristores pequeños en lugar de dos grandes de los controles para motores excitados en serie de potencia equivalente. Los trabajos que se están realizando sobre el control de velocidad de motores industriales de inducción serían directamente aplicables.

RESISTORES VDR PARA SUPRESION DE TRANSITORIOS

En este artículo se dan los fundamentos del funcionamiento y algunas aplicaciones de los resistores VDR de óxido de cinc, especialmente desarrollados para proporcionar una fácil y económica protección de semiconductores en equipos eléctricos y electrónicos contra transitorios de tensión.

INTRODUCCION

Para minimizar los daños o la destrucción de semiconductores, producidos en equipos electrónicos o eléctricos debido a transitorios de tensión procedentes de la red o generados internamente, se sobre-dimensionan los componentes electrónicos o se incorporan costosos elementos de protección. Se ha desarrollado una nueva gama de resistores dependientes de la tensión (VDR) de óxido de cinc, especialmente para evitar los efectos perjudiciales de los transitorios de tensión en los semiconductores o evitar la generación de arcos en los contactos de una forma sencilla, económica y eficaz.

Utilizando estos resistores VDR de ZnO se puede aumentar la seguridad de los circuitos y al mismo tiempo reducir su precio utilizando semiconductores de características no superiores a las necesarias.

Antes de describir el principio de funcionamiento y sus aplicaciones, se estudian brevemente las características generales de los resistores VDR de carburo de silicio (CSi) y de óxido de titanio (TiO_2), junto con las de los diodos supresores de transitorios, con el fin de comparar sus características con las de los nuevos resistores de óxido de cinc (ZnO) (Fig. 1).

En todos los casos, la relación entre tensión y corriente en un resistor VDR ideal sigue la ley de la siguiente expresión:

$$V = CI^{\beta},$$

en la que β es el índice de no linealidad y C la tensión en el resistor VDR cuando circula a través de él una corriente de un amperio.

(Obsérvese que la expresión matemática de la tensión es en realidad

$$V = C\left(\frac{I}{1\ \mathrm{A}}\right)^{\beta};$$

pero la expresión anterior es la forma simplificada generalmente usada.)

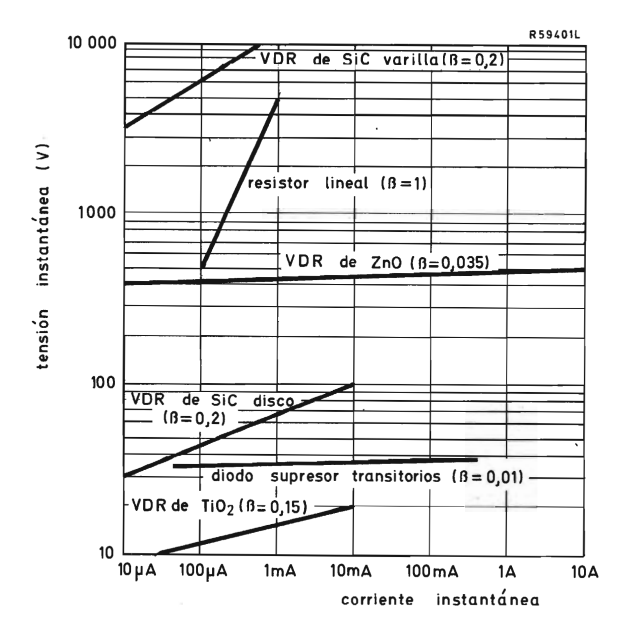


Figura 1. Comparación entre las características de diversos tipos de resistores VDR, de un resistor lineal y de un diodo supresor de transitorios.

Resistores dependientes de la tensión de carburo de silicio

Los resistores de CSi se fabrican en forma de barras y de discos, y poseen un valor de β comprendido entre 0,2 y 0,4. Esto significa que si la corriente que circula a través de un resistor VDR aumenta en un factor igual a 10 dentro de la parte recta de la característica, la tensión en sus extremos aumenta en un factor comprendido entre 1,6 y 2,5.

Existen resistores VDR que soportan tensiones continuas entre 10 V y 25 kV y se utilizan principalmente en aplicaciones en las cuales se disipa potencia continuamente, como por ejemplo, la estabilización de tensiones. Son también adecuados para proteger contactos a pesar de que a la tensión de trabajo conducen mayor corriente que los VDR de ZnO, y de que el factor de atenuación de los transitorios que se obtiene con ellos es inferior.

Resistores dependientes de la tensión de óxido de titanio

Los resistores VDR de TiO_2 se fabrican en forma de discos y tienen un valor de β típico de 0,15. Esto significa que, si la corriente que circula a través de un resistor VDR aumenta en un factor igual a 10 dentro de la parte recta de su característica, la tensión en sus extremos aumenta en un factor igual a 1,4.

Estos resistores VDR son adecuados para funcionar con tensiones más bajas que los de CSi (desde 2,7 voltios en adelante) y se utilizan normalmente para la supresión de ruido eléctrico de baja tensión y para evitar la formación de arcos en contactos.

Diodos supresores de transitorios

Los diodos supresores de transitorios son diodos reguladores de tensión especialmente diseñados para suprimir transitorios de tensión y de corriente. Deben conectarse por parejas en oposición y en serie para conseguir un funcionamiento simétrico en ambos sentidos, y cada uno de los dos debe ser capaz de absorber cualquier tensión que exceda la máxima de trabajo del circuito al que está conectado.

El valor típico de β es de 0,01. Esto significa que si la corriente que circula a través del diodo aumenta en un factor igual a 10 dentro de la parte recta de su característica, la tensión en sus extremos aumenta en un factor igual a 1,02.

Estos diodos son adecuados para ser usados con tensiones de pico comprendidas entre 5,6 y 62 voltios, y pueden soportar impulsos de corriente cuya energía no exceda de 13 julios.

Nueva gama de resistores VDR de óxido de cinc

Al contrario de los resistores de CSi, los VDR de ZnO se destinan principalmente a aquellas aplicaciones en las cuales se disipa potencia intermitentemente como por ejemplo, la supresión de transitorios y para evitar la formación de arcos en contactos. Cuando se utilizan como supresores de transitorios sus características simétricas con respecto a la tensión permiten conectarlos directamente a líneas de alimentación que soportan tensiones eficaces comprendidas entre 68 y 415 voltios (con tipos de fabricación normal). Son capaces de absorber tensiones o corrientes de una elevada energía de pico. El valor típico de β para esta clase de resistores VDR es de 0,035. Esto significa que si la corriente que circula a través de un VDR aumenta en un factor igual a 10 dentro de la parte recta de su característica, la tensión en sus extremos aumenta en un factor igual a 1,08.

Las características típicas V/I de dos resistores VDR de esta clase se representan en las figuras 2 y 3. En ambos diagramas están incluidas las variaciones posibles de dicha característica debidas a tolerancias de fabricación. La región superior en la cual la característica pasa a ser curva (no linealidad decreciente) es debida a la influencia creciente de la fracción lineal de su resistencia y a que la

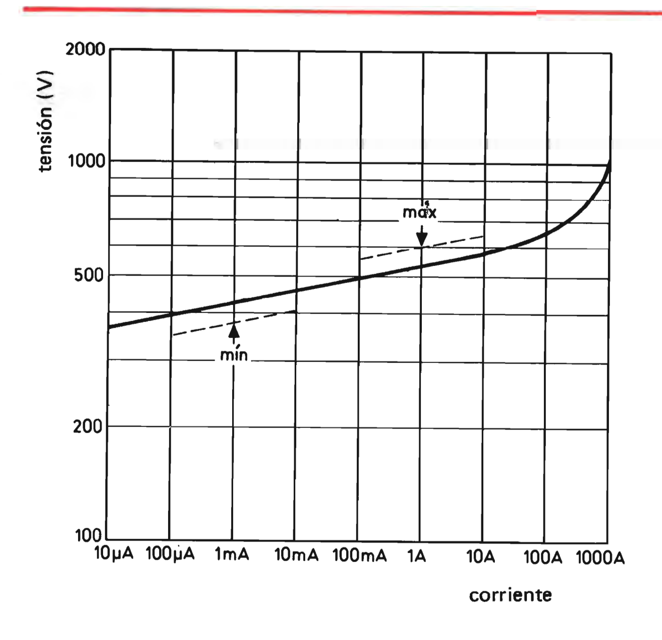


Figura 2. Característica V/I típica del resistor VDR de ZnO tipo 2322 594 13512 para una tensión eficaz nominal de alimentación de 220 V.

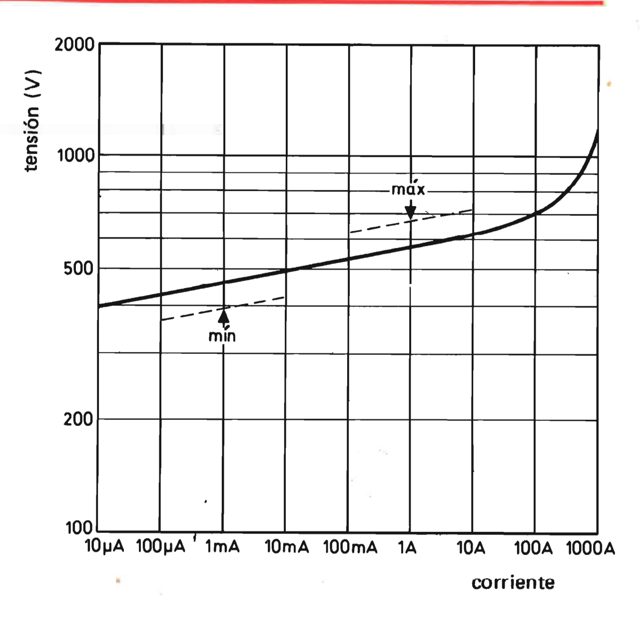


Figura 3. Característica V/I típica del resistor VDR de ZnO tipo 2322 594 13912 para una tensión de alimentación de 240 V (eficaz nominal 245 V).

fracción no lineal baja a valores muy reducidos con corrientes extremadamente elevadas. La siguiente expresión es una buena aproximación de la relación entre tensión y corriente en la parte curva de la característica:

$$V = CI^{\beta} + IR_s,$$

en la cual R_s es la fracción de resistencia lineal considerada en serie.

En la tabla 1 se da un resumen de datos de la nueva gama de resistores VDR de ZnO.

Tabla 1. Resumen de datos de los resistores VDR de ZnO.

Núm. catálogo	V_{rms} nominal (V)	tensión mín. a 1 mA de pico (V)	tensión máx. a 1 mA de pico ($C_{máx}$) (V)
2322 594 11012	68	100	170
11512	100	150	255
11912	120	190	325
12212	140	220	375
13312	200	330	565
13512	220	350	600
13912	245	390	665
14712	290	470	805
16212	380	620	1010
16812	415	680	1160

Además de los tipos que figuran en la tabla, se ha diseñado un tipo especial en forma de disco para eliminar los arcos en los contactos de las centrales telefónicas. Los datos abreviados de este componente son los siguientes:

Número de catálogo	2322 592 90001
Tensión continua nominal	48 V
Corriente máxima para dicha tensión	50 μA
Tensión máxima para una corriente de 152 mA	135 V
Disipación nominal	100 mW
Valor β típico	0,0035

PRINCIPIOS DE FUNCIONAMIENTO

Para comprender el funcionamiento de un resistor VDR de ZnO cuando suprime un transitorio se ha de tener en cuenta el diagrama de la figura 4. Se estudian por separado los transitorios de corriente y los de tensión.

Transitorios de corriente

El resistor VDR que se utiliza para suprimir transitorios en un determinado circuito se selecciona de acuerdo con la tensión presente en el circuito, en funcionamiento normal, para que conduzca una corriente inferior a 1 mA.

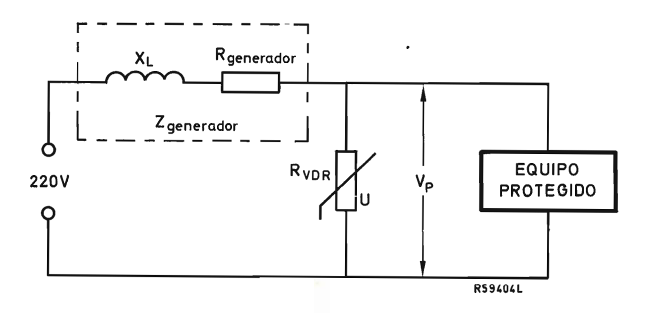


Figura 4. Principio de funcionamiento de un supresor de transitorios con resistor VDR de ZnO.

Su resistencia en tales condiciones es, por lo tanto, muy elevada y su inserción no afecta al funcionamiento del circuito.

Si aparece un transitorio de corriente en la alimentación del circuito, la resistencia del VDR disminuye y de este modo el transitorio es derivado a través de él y no alcanza al circuito que protege. La tensión que aparece en el circuito protegido durante el transitorio es:

$$V_P = C_{máx}\, I^{\beta} + IR_S.$$

Ejemplo de aplicación del resistor VDR tipo 2322 594 13512 protegiendo un equipo alimentado a 220 V de c.a. contra un transitorio de 8 A

En este VDR, $C_{máx} = 600$ V y $R_s = 0{,}6\ \Omega$. La tensión máxima que puede alcanzar al equipo es, por lo tanto:

$$V_P = 600 \times 8^{0{,}035} + (8 \times 0{,}6) = 650 \text{ V}.$$

Esta tensión puede hallarse directamente de la característica V/I de la figura 2. (Cuando la tensión de red es de 240 V, se debe usar el resistor VDR tipo 2322 594 13912 y el valor de V_P deberá obtenerse de la figura 3.)

Antes de tratar de los transitorios de tensión, debe considerarse la respuesta de tiempo de los resistores VDR sometidos a transitorios de corriente. Si un impulso de corriente de intensidad constante se aplica a un VDR, la tensión inicial a través de él será de un 6 a un 7% superior al valor final. El tiempo necesario para que la tensión alcance su valor final depende de la intensidad del impulso de corriente, pero siempre será de unos pocos microsegundos con corrientes elevadas. La figura 5 muestra la respuesta para impulsos de corriente de 1 y 10 A.

Transitorios de tensión

El resistor VDR usado para suprimir transitorios de tensión se elige de acuerdo con la tensión de trabajo del circuito que debe proteger, de manera que bajo condiciones normales de funcionamiento, la corriente que conduzca sea inferior a 1 mA. Bajo tales condiciones su resistencia es muy elevada y su presencia tiene muy poco o ningún efecto en el funcionamiento del circuito.

Si aparece un transitorio de tensión en la alimentación del circuito, la resistencia del VDR disminuye, y conjuntamente con la resistencia interna de la fuente, lo atenúa en un factor igual a:

$$\frac{R_{VDR} + R_{source}}{R_{VDR}},$$

donde R_{VDR} es la resistencia del VDR a la máxima tensión que el equipo que debe ser protegido puede soportar (V_P). El valor de dicha tensión viene dado por la expresión:

$$R_{VDR} = V_P \left(\frac{C_{máx}}{V_P}\right)^{\alpha},$$

donde $\alpha = \dfrac{1}{\beta}$. Para simplificar se desprecia R_S, que tiene un valor inferior a 1 Ω.

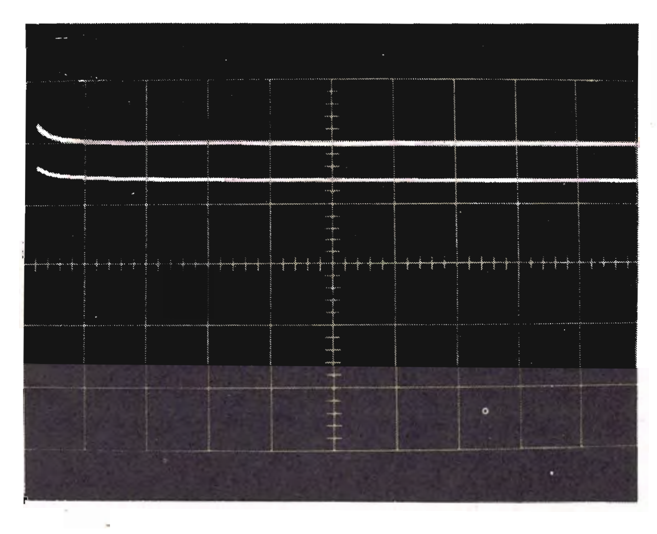


Figura 5. Oscilograma que muestra la sobretensión de un 6% que se presenta cuando se aplican a un resistor VDR tipo 2322 594 11512, impulsos de corriente constante de 1 A (trazo inferior) y de 10 A (trazo superior). Los ajustes del osciloscopio son: X = = 10 μs/por división; Y = 50 V/por división.

Ejemplo de aplicación del resistor VDR tipo 2322 594 13512 protegiendo un equipo contra transitorios de tensión

La resistencia interna del generador es de 100 Ω, y $C_{máx}$ es de 600 V. La tensión máxima que el equipo a proteger puede soportar es de 650 V.

$$R_{VDR} = 650 \left(\frac{600}{650}\right)^{28,57} = 66\ \Omega.$$

El factor de atenuación es:

$$\frac{66 + 100}{66} = 2,5$$

La tensión transitoria máxima para la cual el VDR protegerá adecuadamente será pues:

$$2,5 \times 650 = 1625\ \text{V}.$$

Esta tensión puede hallarse directamente de la figura número 6. (Emplear un resistor VDR tipo 2322 594 13912 para una tensión de red de 240 V, figura 7.)

Como se ha mencionado anteriormente, en este tipo de protección el resistor VDR actúa conjuntamente con la resistencia interna del generador formando un divisor de potencial para el transitorio de tensión. Es obvio, por lo tanto, que la impedancia del generador de c.a. tiene una marcada influencia en el comportamiento del VDR como supresor de transitorios de tensión. Este comportamiento se representa gráficamente en las figuras 6 y 7.

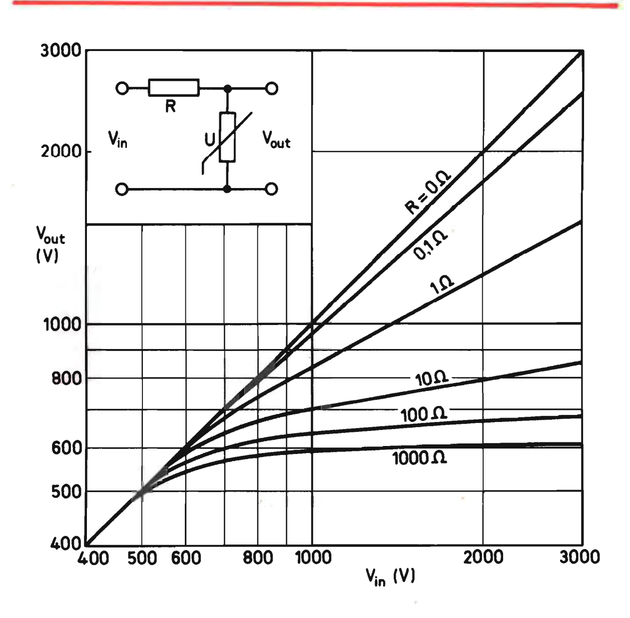


Figura 6. Influencia de la resistencia interna del generador (puramente óhmica) en el comportamiento del resistor VDR tipo 2322 594 13912 como supresor de transitorios.

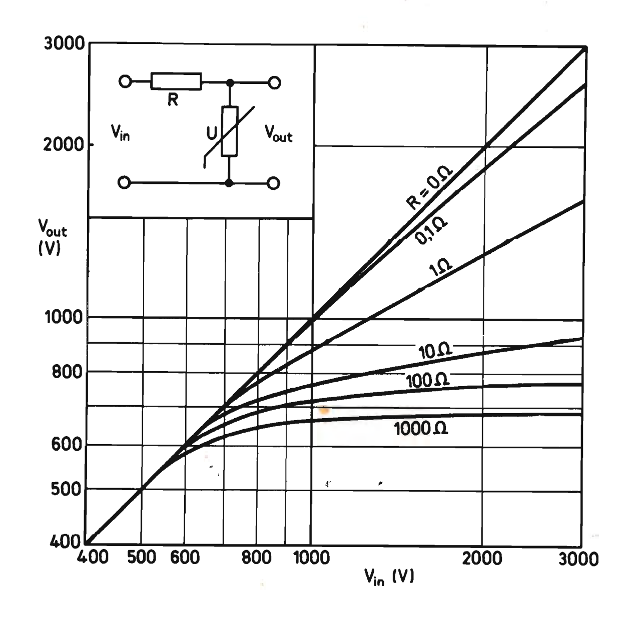


Figura 7. Influencia de la resistencia interna del generador (puramente óhmica) en el comportamiento del resistor VDR tipo 2322 594 13912 como supresor de transitorios.

La impedancia de la red es difícil de determinar y varía ampliamente de un lugar a otro. Sin embargo como orientación el "Comité Europeo de Normas Eléctricas" (CENELEC) estima que la impedancia típica de la red es (0,4 + j0,25) ohmios a 50 Hz.

Teniendo en cuenta esto, el circuito equivalente de la red posee una autoinducción de 0,8 mH en serie con una resistencia de 0,4 Ω. Un informe presentado en la conferencia de la "Asociación de Investigación Eléctrica" (E.R.A.) celebrada en 1967, llegó a la conclusión de que a frecuencias inferiores a 100 kHz, el valor de la autoinducción típica de la red es de 25 μH.

La tabla 2 da una idea del valor de la impedancia de la red para transitorios provenientes de ella de varias duraciones. Se supone que su forma de onda es senoidal y las estimaciones están basadas en suponer que $Z_s = \sqrt{(R^2 + X_L^2)}$. La impedancia es Z_s = (0,4 + j0,25) ohmios a 50 Hz según CEDELEC, y (0,4 + j15,7) ohmios a 100 kHz según ERA.

Aunque la diferencia entre las impedancias estimadas por CENELEC y ERA parecen ser muy grandes, la figura 5 demuestra que en la mayoría de los casos, el grado de protección conseguido con un resistor VDR es considerable. Por ejemplo, si un transitorio de 2000 V con

una duración de 10 μs tiene que ser suprimido por el VDR tipo 2322 594 13512, la figura 6 y la tabla 2 muestran que la tensión en el equipo a proteger no excederá de alrededor de 650 V (con la impedancia CENELEC) o de alrededor de 850 V (con la impedancia ERA).

Los comentarios que preceden presuponen que la longitud de las líneas de distribución es considerable. Si los transitorios son debidos a la desconexión de una carga inductiva que se ha efectuado a corta distancia del equipo protegido y sobre la misma línea de alimentación, como aparece en la figura 8, la impedancia de la fuente del transitorio es despreciable.

En el ejemplo de la figura 8 la corriente de pico a través de L es:

$$I_{peak} = \frac{V_{peak}}{\omega L} = \frac{220 \times \sqrt{2}}{6{,}28 \times 50} = 1 \text{ A.}$$

La energía que contiene el campo magnético es:

$$E = \frac{I^2 L}{2} = 0{,}5 \text{ J.}$$

Tabla 2. Impedancia de los transitorios que provienen de la red.

duración del impulso (μs)	impedancia del generador (Ω)	
	CENELEC	ERA
5	500	15,7
10	250	7,9
50	50	1,6
100	25	0,9
250	10	0,5
500	5	0,4

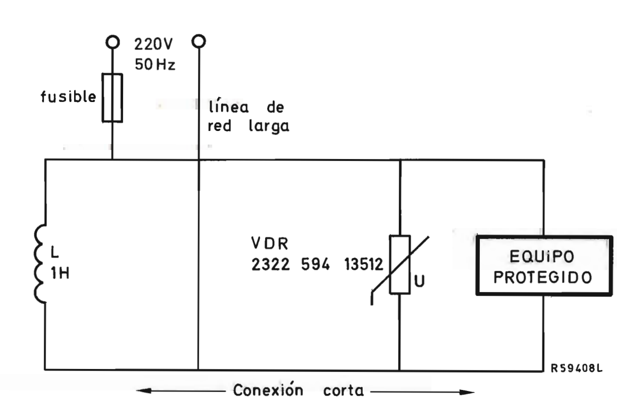


Figura 8. Circuito para considerar la influencia de un transitorio provocado por la conmutación de una carga inductiva cercana al equipo que se protege.

Si se funde el fusible, esta energía será disipada por el resistor VDR y la tensión máxima en el circuito protegido será:

$$V = C_{máx}\, I^{\beta} = 600 \text{ V.}$$

ORIGEN DE LOS TRANSITORIOS

Bajo un punto de vista general, los transitorios de tensión y corriente que son peligrosos para un equipo pueden ser clasificados en dos categorías: aquellos que provienen de una fuente externa y aquellos que se generan dentro del equipo. Trataremos de cada una de ellas por separado.

Transitorios provenientes de una fuente externa

Estos transitorios pueden ser provocados por descargas atmosféricas que alcanzan las líneas de distribución y sus componentes, y por la desconexión de cargas inductivas o la conexión de cargas capacitivas. Dichos transitorios no suelen alcanzar una tensión de 1000 V superpuestos a la tensión de línea. No obstante son suficientes para dañar el aislamiento y destruir los componentes semiconductores.

Investigaciones recientes efectuadas por el Instituto Holandés de Comprobación de Materiales Eléctricos (KEMA) dieron como resultado la detección de los siguientes transitorios en áreas industriales (talleres, laboratorios, etc.).

Amplitud del impulso (V)	*Número de impulsos en 24 horas*
100 – 200	1000
200 – 300	200
300 – 400	5
>400	<1

La duración de dichos impulsos medida a la mitad de su tensión varió entre unos pocos microsegundos y algunos centenares de microsegundos. En áreas residenciales la misma investigación reveló que, en el peor de los casos, la fusión de un fusible de 10 A podía provocar un transitorio de una duración de 30 μs y una tensión de 1030 V superpuesta a la de la red. Más frecuentes fueron transitorios con tensiones entre 500 y 700 V y de una duración comprendida entre 50 y 100 μs.

A partir de esto y de las consideraciones anteriores sobre la impedancia de la red, se deduce que es extremadamente difícil prever exactamente la naturaleza de los transitorios provenientes de la red. Es también difícil de

determinar el grado de protección suministrado por un VDR contra este tipo de transitorios. Sin embargo es cierto que la incorporación de un VDR de protección en equipos eléctricos y electrónicos conectados a la red mejorará siempre la seguridad del equipo.

Transitorios generados internamente

Esta clase de transitorios pueden ser provocados por la desconexión de bobinas de relés, de electrobombas, de primarios de transformadores y en general por cualquier carga inductiva o capacitiva. La amplitud de tales transitorios puede ser extremadamente elevada. Además del daño o destrucción que tales transitorios pueden producir, son una poderosa fuente de interferencias de radiofrecuencia (RFI) que perturba los sistemas de control y de comunicaciones.

Ejemplo de transitorio generado internamente

La figura 9 muestra un circuito en el cual una fuente de 48 V de c.c. alimenta la bobina de un relé a través de un interruptor. Cuando se cierra el interruptor, la corriente que circula a través de la bobina del relé es

$$\frac{V}{R_p} = \frac{48}{1000} = 48 \text{ mA}.$$

Cuando se abre el interruptor, la energía almacenada en la bobina ($I^2 L/2$), se transfiere a la capacidad dispersa de dicha bobina, de forma que:

$$\frac{I^2 L}{2} = \frac{CV^2}{2}.$$

La tensión en extremos de la bobina del relé es por lo tanto:

$$V = I\sqrt{\frac{L}{C}} = 48 \times 10^{-3} \sqrt{\frac{1}{10^{-10}}} = 4800 \text{ V}.$$

La tensión entre los contactos del interruptor será:

$$4800 + 48 = 4848 \text{ V}.$$

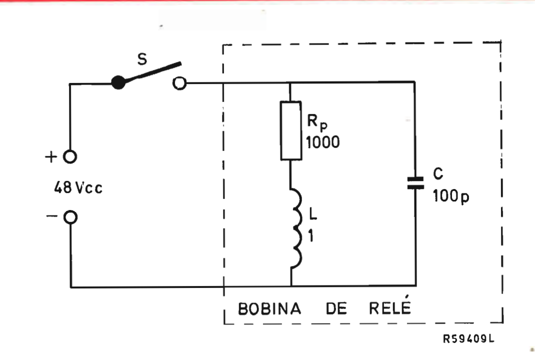
Naturalmente se producirá una chispa en el interruptor. Las consecuencias de este fenómeno son bien conocidas; la erosión de los contactos producirá a la larga su destrucción, y las ondas de radiofrecuencia producidas causan interferencias.

A diferencia de los transitorios generados externamente, la naturaleza de los transitorios generados internamente puede ser determinada con precisión. Por lo tanto, es posible prever el grado de protección suministrado por el resistor VDR y garantizar el aumento de la seguridad conseguida con su utilización. Un ejemplo que se da más adelante muestra que, en el caso de la bobina del relé de la figura 9, la tensión en el interruptor puede limitarse a 178 V usando el VDR tipo 2322 592 90001. Esto prolonga considerablemente la vida de los contactos y reduce la cantidad de interferencia generada.

ELECCION DEL VDR DE OXIDO DE CINC

Para elegir el resistor VDR de ZnO más adecuado para una determinada aplicación deben tenerse en cuenta los siguientes puntos:

– las condiciones normales de funcionamiento del resistor VDR;



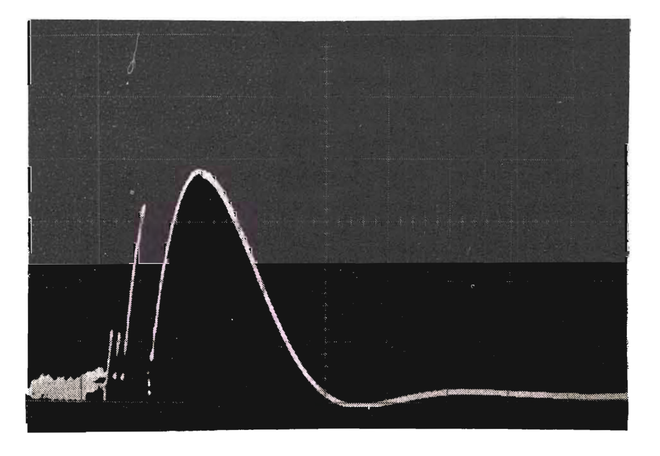


Figura 9. Transitorio de 4848 V producido por la conmutación de la bobina de un relé. Ajustes del osciloscopio: X = 20 μs/por división, Y = 100 V/por división.

– la tensión máxima que se aplicará al equipo protegido durante la aparición de un transitorio; es decir, la tensión máxima que puede soportar el equipo que se va a proteger;
– la energía disipada por el VDR durante la presencia de un transitorio.

Condiciones normales de funcionamiento del VDR

Debido a la extremada no linealidad de la relación entre tensión y resistencia de los resistores VDR de ZnO, y a la necesidad de reservar un margen de disipación para cuando aparezcan transitorios, debe tomarse la precaución de asegurar que durante el funcionamiento normal la máxima tensión aplicada al VDR ($Vef_{nominal}$ + 10%) $\sqrt{2}$, nunca pueda alcanzar un nivel que se aproxime al límite medio de disipación especificado. Esta condición se cumplirá si se elige el resistor VDR de acuerdo con los datos de tensión eficaz nominal de trabajo que aparecen en sus características. Deberá tenerse en cuenta además que el máximo de dicha tensión no debe exceder el 10% del valor nominal. El valor de pico de la tensión sinusoidal aplicada al resistor VDR debe ser siempre inferior a la mínima tensión especificada para 1 mA. Si la tensión aplicada no es sinusoidal, se elegirá el VDR de acuerdo con la tensión de pico máxima que se aplique.

Ejemplo de elección de un VDR conectado a la red de 220 V

De acuerdo con los datos de tensión nominal de trabajo, el tipo adecuado es el 2322 594 13512.

Suponiendo un aumento máximo del 10% de la tensión de red, la tensión de pico máxima aplicada al VDR será:

$$V_{peak\ máx} = 1{,}414(220 + 22) = 342{,}2\ V,$$

Esta tensión es inferior a la especificada bajo la cual el VDR conduce una corriente de 1 mA de pico (350 V). La tensión eficaz máxima será de 220 × 1,1 = 242 V. Como puede verse en la figura A1 (apéndice), a esta tensión la disipación en el VDR será de unos 25 mW, que está bastante por debajo del máximo especificado de 100 mW.

Tensión soportada por el equipo protegido

Al elegir un VDR para suprimir transitorios, es importante conocer su resistencia máxima con corriente elevada, ya que este parámetro es el que determina la protección mínima obtenida durante el transitorio.

Por esta razón, los datos de los VDR que se publican especifican el valor de la constante C (tensión máxima para una corriente de 1 A). Este dato es más elevado del que se obtiene en la característica V/I debido a que en él se tiene en cuenta el peor caso, de acuerdo con las tolerancias de fabricación. El cálculo de la tensión máxima que tendrá que soportar el equipo protegido, debe estar basado siempre en el valor de $C_{máx}$ publicado para el resistor VDR utilizado.

En el apartado "Transitorios de tensión" se dió un ejemplo de como se determina la máxima tensión transitoria que se aplica a un equipo protegido por el VDR tipo 2322 594 13512, capaz de soportar 650 V.

Energía aplicada al VDR durante el transitorio

La figura 10 muestra la capacidad para disipar energía de la nueva gama de resistores VDR de ZnO. La energía aplicada al VDR durante un impulso transitorio viene dada por la expresión:

$$E = V\,I\,t,$$

en la cual V es la tensión en extremos del resistor VDR; I es la corriente que conduce, y t es el tiempo de duración del transitorio. Se supone que el transitorio tiene una forma rectangular, y por lo tanto debe modificarse añadiendo el factor de forma para que pueda ser usada con impulsos de diferente forma.

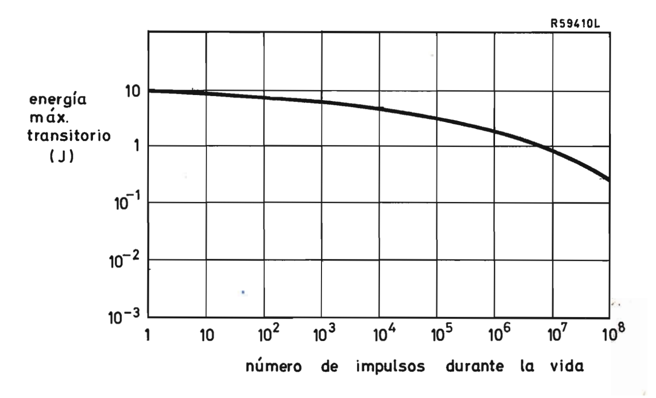


Figura 10. Capacidad de disipación de energía de los resistores VDR de ZnO. Si la frecuencia de repetición del transitorio es superior a 1 Hz, la energía contenida en los impulsos no debe ser tal que se exceda el límite especificado de potencia media máxima aplicada al resistor VDR.

Ejemplo de determinación de la energía disipada en un resistor VDR tipo 2322 594 13512 sometido a una corriente transitoria de 100 A durante un tiempo de 15 μs

Cuando se presenta la corriente transitoria, la tensión en los extremos del resistor VDR será:

$$V = C_{máx}\, I^{\beta},$$
$$= 600 \times 100^{0,035},$$
$$= 705 \text{ V}.$$

La energía disipada por el resistor VDR será:

$$E = V\, I\, t,$$
$$= 705 \times 100 \times 15 \times 10^{-6},$$
$$= 1,05 \text{ J}.$$

La figura 10 muestra que el VDR puede soportar más de un millón de impulsos de este valor durante su vida.

MONTAJE DE LOS RESISTORES DEPENDIENTES DE LA TENSION

La regla general que debe seguirse cuando se monta un resistor VDR en un circuito es la siguiente: los terminales de conexión serán lo más cortos posible y la posición del VDR lo más cercana posible al componente o componentes a proteger. Cuando aparecen elevadas corrientes transitorias, tanto la resistencia como la autoinducción de los terminales de conexión deben ser mínimas para que la no linealidad del VDR no empiece a descender a un nivel de corriente inferior al especificado.

EJEMPLOS DE APLICACION

Protección de contactos con el resistor VDR tipo 2322 592 90001

Comportamiento del circuito sin resistor VDR de protección

La corriente a través del L con S cerrado en la figura 11 es:

$$I = \frac{V}{R_p} = \frac{48}{1000} = 48 \text{ mA}.$$

La energía acumulada en el campo electromagnético es:

$$E = \frac{I^2 L}{2} = \frac{0,048^2}{2} = 1,15 \text{ mJ}.$$

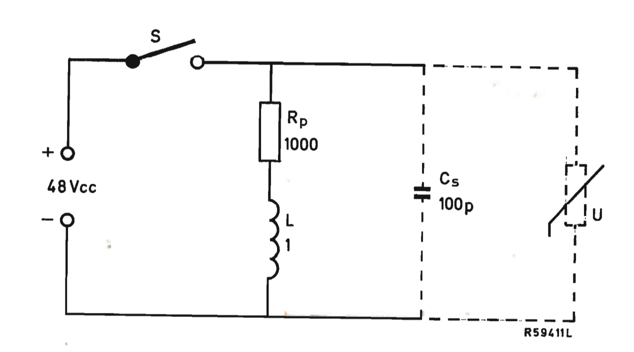


Figura 11. El resistor VDR tipo 2322 592 90001 protegiendo contactos.

Al abrir S, la energía gastada en crear el campo electromagnético se transfiere a la capacidad parásita de la bobina C_s de forma que:

$$\frac{I^2 L}{2} = \frac{C_s V^2}{2}.$$

Como resultado la tensión en dicha capacidad (y por tanto, en extremos de la bobina) es:

$$V = I\sqrt{\frac{L}{C_s}} = 0,048\sqrt{\left(\frac{1}{100 \times 10^{-12}}\right)} = 4800 \text{ V}.$$

Esta tensión se suma a la tensión de alimentación, de modo que la tensión inicial en los contactos abiertos del interruptor es de 4848 V. Esta tensión es suficiente para provocar un fuerte arco en los contactos, como se ve en la parte superior del oscilograma de la figura 12.

Comportamiento del circuito con resistor VDR de protección

Con el interruptor S cerrado, la tensión aplicada al VDR es de 48 V y la corriente a través de él es inferior a 50 μA.

Esta corriente es tan pequeña que no afecta al funcionamiento del circuito.

Cuando se abre S, a través del resistor VDR circula una corriente de 48 mA y la tensión en sus extremos está limitada a:

$$135\left(\frac{48}{152}\right)^{0,035} \approx 130 \text{ V}.$$

Esta tensión sumada a la de alimentación produce un total de 178 V en los contactos abiertos del interruptor en lugar de los 4848 V que aparecían en el circuito sin protección (véase la figura 12).

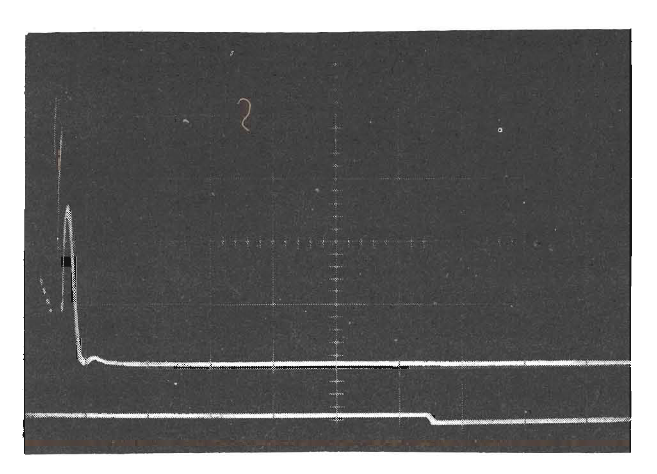


Figura 12. Tensión que aparece en los contactos abiertos del circuito de la figura 11 cuando la corriente inicial a través del resistor VDR es de 152 mA. La traza superior sin VDR y la inferior con VDR. Ajustes del osciloscopio: X = 200 μs/por división, Y = 1000 V/por división.

Protección de un puente de tiristores de una máquina lavadora con el resistor VDR tipo 2322 594 13512

Comportamiento del circuito sin protección

La corriente de pico medida en los terminales de la electrobomba cuando S está cerrado es de un amperio (figura 13). La energía gastada en establecer el campo electromagnético en la autoinducción del motor es por lo tanto:

$$\frac{I^2 L}{2} = \frac{0{,}4}{2} = 200 \text{ mJ}.$$

Sin protección, circula una corriente inicial de un amperio a través del puente de tiristores cuando se abre S, y aparece una tensión suficiente para perjudicar o destruir los tiristores. Se producirán arcos en los contactos del interruptor al abrirse éste.

Comportamiento del circuito con resistor VDR de protección

Cuando se abre el interruptor S, la tensión de pico en extremos del resistor VDR es:

$$V = C_{máx}\, I^{\beta} = 600 \text{ V}.$$

Los tiristores del puente pueden soportar esta tensión sin ningún peligro.

La energía total devuelta al circuito es de 200 mJ. Un cálculo efectuado con la ayuda de un computador dió como resultado que de dicha energía, 15,7 mJ se disipan en el calefactor y 148,3 mJ en el resistor VDR. La figura 10 demuestra que el resistor VDR puede soportar más de 10^8 transitorios de esta energía.

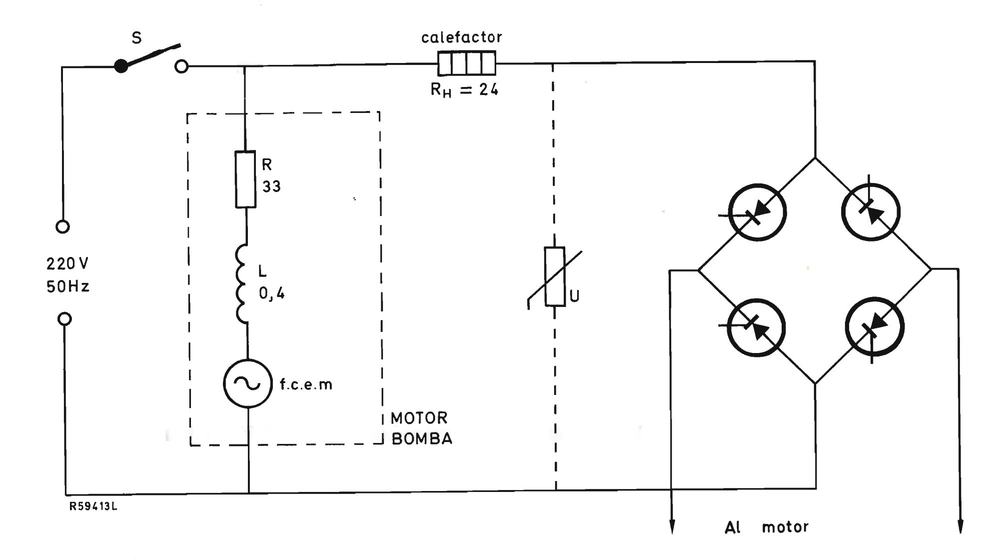


Figura 13. El resistor VDR tipo 2322 594 13512 protegiendo un puente de tiristores de una máquina lavadora.

APENDICE

Cálculo de la disipación y otras fórmulas útiles para el diseño con resistores VDR

Disipación

A lo largo de este artículo se ha resaltado que es importante asegurar que la tensión aplicada a un VDR, durante su funcionamiento normal, permanezca muy por debajo del valor que produce en él una disipación superior a la máxima especificada (100 mW), de forma que quede un margen suficientemente amplio para la disipación adicional debida al transitorio. Ya que la disipación eficaz de un resistor VDR es proporcional a $V^{(\alpha+1)}$, un aumento de un 5% en la tensión eficaz aplicada al VDR con un valor de α igual a 28,57 haría que la disipación en dicho componente aumentase $1{,}05^{29{,}57} = 4{,}23$ veces. El cálculo de la potencia disipada para una determinada tensión eficaz es, sin embargo, bastante más complicado.

La disipación instantánea para un determinado VDR es:

$$W_{inst} = V\,I,$$

$$= V\left(\frac{V}{V \text{ at } 1\text{ mA}}\right)^{\alpha} 10^{-3},$$

en donde V es el valor instantáneo de la tensión aplicada y $\alpha = 1/\beta$.

Sin embargo, el valor eficaz de la disipación en el resistor VDR conectado a un generador de c.a. es difícil de calcular porque es necesario usar las funciones gamma para resolver la integral. No obstante, afortunadamente, para un valor determinado de β, existe una relación constante entre la disipación eficaz en un resistor VDR conectado a una tensión sinusoidal y su disipación cuando se conecta a una tensión instantánea cuya amplitud sea igual al valor de pico de la tensión eficaz. Si se conoce esta relación, resulta sencillo calcular la disipación eficaz del resistor VDR con la ayuda de la siguiente fórmula:

$$W_{rms} = V_{crest}\, I\, r,$$

$$= V_{crest}\left(\frac{V_{crest}}{V \text{ at } 1\text{ mA}}\right)^{\alpha} 10^{-3}\, r,$$

en donde $V_{crest} = V_{rms}\ \sqrt{2}$, y r es la potencia para una tensión sinusoidal con $V_{peak} = V_{rms}\ \sqrt{2}$, dividida por la potencia disipada con una tensión instantánea igual a V_{crest}.

En la tabla 3 se dan los valores de r correspondientes a diversos valores de β y α.

En la figura A1 está representada gráficamente la disipación de los resistores VDR tipos 2322 594 13512 y 2322 594 13912, en función de la tensión eficaz aplicada. La gráfica ha sido determinada utilizando resistores VDR con mínima tensión para una corriente de pico de 1 mA (tal como se ve en las características) y, por lo tanto, representa la disipación máxima.

Otras fórmulas útiles para efectuar cálculos con resistores VDR de óxido de cinc

Para corrientes inferiores a 10 A

$$V = C\,I^{\beta};$$

$$I = \left(\frac{V}{C}\right)^{\alpha};$$

$$R = V\left(\frac{C}{V}\right)^{\alpha}, \text{ or } \frac{C}{I^{(1-\beta)}},$$

donde C es igual a la tensión para una corriente de un amperio y $\alpha = 1/\beta$.

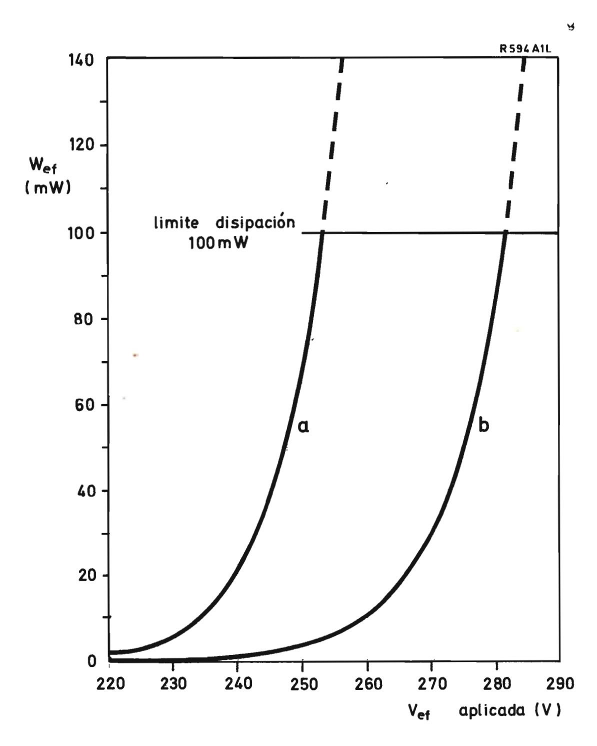


Figura A1. Disipación con c.a. de un resistor VDR de ZnO. *Curva a*: $V_{VDR} = 350$ V a 1 mA de pico (VDR tipo 2322 594 13512 con mínima tensión); *curva b*: $V_{VDR} = 390$ V a 1 mA de pico (VDR tipo 2322 594 13912 con mínima tensión).

La variación de la corriente $\frac{I_2}{I_1}$ correspondiente a la variación de tensión $\frac{V_2}{V_1}$ es:

$$\log \frac{I_2}{I_1} = \alpha \log \frac{V_2}{V_1}.$$

La variación de tensión $\frac{V_2}{V_1}$ correspondiente a la variación de corriente $\frac{I_2}{I_1}$ es:

$$\log \frac{V_2}{V_1} = \beta \log \frac{I_2}{I_1}.$$

La variación de tensión para una variación de corriente igual a 10 es:

$$I_2/I_1 = 10,\ V_2 = 1{,}08 V_1.$$

Para corrientes por encima de 10 A

$$V = C I^{\beta} + I R_S ,$$

Tabla 3. Valores de r para diversos valores de β y α.

β	α	r
0,025	40	0,127
0,03	30	0,142
0,035	28,57	0,146
0,04	25	0,155
0,05	20	0,172
0,11	9,1	0,245

donde R_S es la resistencia lineal supuesta en serie con el resistor VDR.

De la característica V/I se obtiene:

$$R = C I^{(\beta - 1)} + R_S .$$

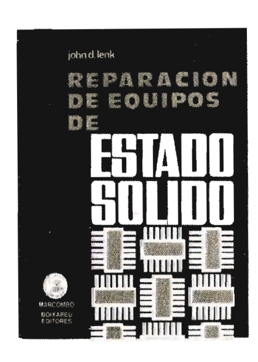
Para resistores VDR conectados en serie

$$\Sigma V = \Sigma C I^{\beta};$$

$$I = \left(\frac{V}{\Sigma C}\right)^{\alpha}.$$

JOHN D. LENK

REPARACION DE EQUIPOS DE ESTADO SOLIDO
Marcombo, S. A. Boixareu Editores. Avda. José Antonio, 594. Barcelona-7
Un volumen de 388 páginas (16 x 21,5 cm). 1975.



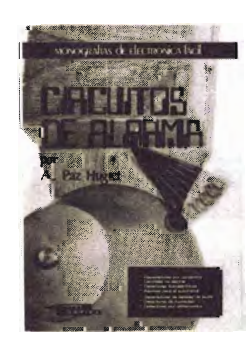
Las técnicas que se emplean en la localización y reparación de averías en equipos realizados con semiconductores son muy diferentes de las que se emplean en equipos que trabajan con válvulas. Partiendo de la suposición de que el lector conoce los fundamentos teóricos de la estructura y funcionamiento de los dispositivos semiconductores y de su aplicación a los distintos tipos de circuitos electrónicos, esta obra constituye una guía directa y práctica para la localización y reparación de los fallos de circuitos y componentes que se presentan normalmente en equipos con semiconductores, tanto digitales como lineales.

El primer capítulo está dedicado a las técnicas básicas de reparación. El segundo capítulo estudia la forma de usar el equipo de medida y los instrumentos necesarios para la reparación de equipos con semiconductores. Los capítulos 3 y 4 están totalmente dedicados a los equipos digitales. En el capítulo 5 se estudia la reparación de los circuitos que se encuentran corrientemente en equipos industriales y de laboratorio. Finalmente, el capítulo 6 está dedicado a los televisores con semiconductores.

A través de una exposición sumamente didáctica y con la ayuda de numerosas figuras, este manual estudia los procedimientos de localización y reparación de averías mencionadas y, por tanto, será de utilidad para estudiantes y técnicos implicados en la reparación de equipos de estado sólido.

A. PAZ HUGUET

CIRCUITOS DE ALARMA
Ediciones Cedel. Mallorca, 257, 1.º 1.ª Barcelona-8
Un volumen de 104 páginas (19 x 13,5 cm). 1975.



En el mundo actual cada vez se hace más necesario e imprescindible disponer de equipos de seguridad y vigilancia, a fin de proteger de una forma eficaz los distintos bienes materiales (inmuebles, vehículos, embarcaciones, máquinas, instalaciones, etc.).

En este libro, perteneciente a la colección "Monografías de Electrónica Fácil", se ha procurado de una manera especial que todos los circuitos sean de fácil realización, tanto en la construcción como en la adquisición de los componentes.

Para mayor comodidad se han agrupado los distintos circuitos en siete apartados: disparadores por contacto, centrales de alarma, detectores fotoeléctricos, alarmas para el automóvil, generadores de señal de audio, detectores de humedad y detectores por ultrasonidos.

Cada circuito realiza una función específica, pero se pueden asociar varios circuitos si se quiere realizar un sistema que cumpla unas determinadas especificaciones.

ROBERT F. COUGHLIN

MANUAL DE LABORATORIO PARA CIRCUITOS INTEGRADOS DE COMPUTO
Marcombo. Boixareu Editores. Av. José Antonio, 594. Barcelona-7
Un volumen de 188 páginas (21,5 x 16 cm). 1975

Este manual de laboratorio ha sido concebido para introducir al técnico electrónico en el campo de los circuitos integrados de computador. Se consideran tanto circuitos lógicos (digitales) como lineales (amplificadores operacionales).

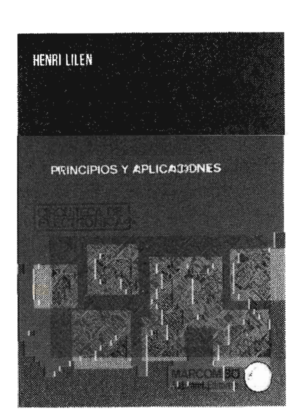
La primera parte describe el diseño y montaje de un convertidor digital-analógico que pueda servir como generador de escalera y como órgano electrónico sencillo, utilizando para ello sólo circuitos integrados. Se ha dividido este proceso en siete prácticas interdependientes: la primera práctica es un ejercicio con componentes discretos para estudiar las características y limitaciones de un circuito lógico digital que también se pueden extender a la versión en un circuito integrado de la práctica 5, pasando gradualmente a las prácticas 6 y 7 donde se deben aplicar todos estos conocimientos previos al estudio de algunos contadores fundamentales.

La segunda parte considera el diseño y montaje de un circuito analógico que represente un problema físico. Comprende dos prácticas en las que se tratan los circuitos pasivos de cómputo y los amplificadores operacionales.

Al final del libro se incluyen cuatro apartados en los que se dan las bases sobre las que se fundamentan las explicaciones preliminares.

HENRI LILEN

CIRCUITOS INTEGRADOS LINEALES
Principios y aplicaciones
Marcombo. Boixareu Editores. Av. José Antonio, 594. Barcelona-7
Un volumen de 414 páginas (24 x 17 cm). 1975



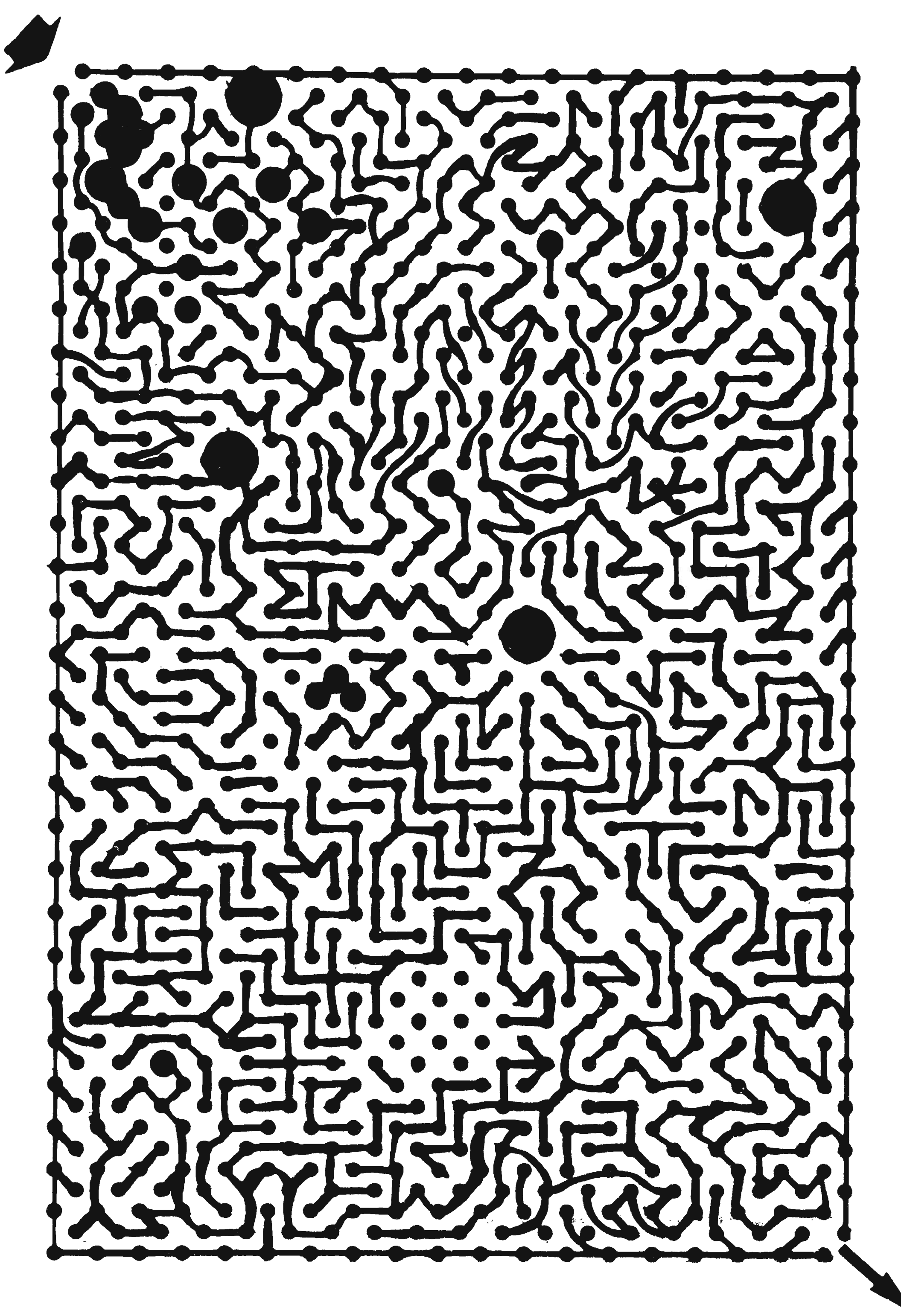
Los circuitos integrados tienen una importancia cada vez mayor en el diseño y realización de equipos electrónicos, ya que responden a necesidades precisas: pequeño tamaño, fiabilidad, economía, simplicidad de montaje, etc.

El autor ha realizado en esta obra un estudio de los circuitos integrados lineales y de sus aplicaciones, con el propósito de dar a conocer sus inmensas posibilidades.

Después de un primer capítulo en el que se examina el panorama actual de la microelectrónica, la obra se divide en dos partes: en la primera trata la tecnología, principios y fundamentos de los circuitos integrados lineales, estudiando detalladamente el amplificador operacional y los comparadores.

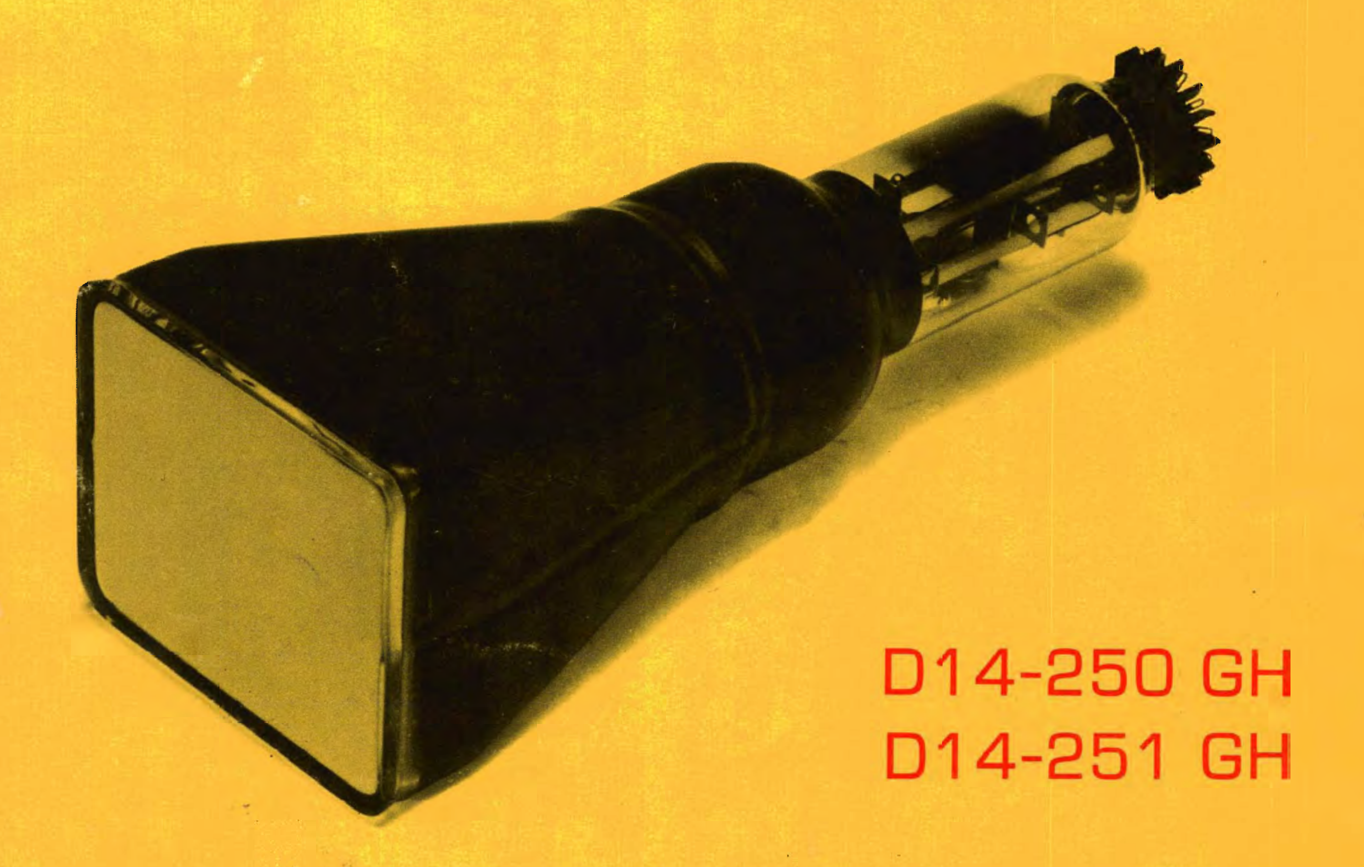
La segunda parte está dedicada a aplicaciones prácticas, distribuidas en seis capítulos: esquemas fundamentales, montajes con captadores diversos, funciones electrónicas simples, montajes clásicos de comparadores, esquemas diversos, alimentaciones estabilizadas, telecomunicaciones y aplicaciones de gran público.

En resumen, esta obra contribuirá al máximo aprovechamiento de las posibilidades de los circuitos integrados lineales y a su correcta aplicación en otros esquemas que el usuario diseñe.



¿Cuál es el recorrido en esta placa de circuito impreso para ir del vértice superior izquierdo al vértice inferior derecho?

NUEVOS TUBOS DE RAYOS CATODICOS CON PANTALLA RECTANGULAR



D14-250 GH
D14-251 GH

Ventajas de los tubos de rayos catódicos rectangulares

- ahorro de superficie en el panel frontal del instrumento
- ahorro de espacio en el interior del instrumento
- posibilidad de presentación más moderna y eficiente.

El empleo de tubos de rayos catódicos con pantalla rectangular adquiere cada día mayor importancia debido a que se tiende actualmente a construir aparatos compactos y de reducido tamaño. Además de ofrecer una presentación más moderna, el tubo de rayos catódicos rectangular permite un mejor aprovechamiento de la superficie del panel frontal y del espacio interior del aparato.

Hasta ahora el empleo de pantallas rectangulares ha estado limitado a los tubos destinados a instrumentos de mediano y elevado ancho de banda, provistos de mandos para regulación y de posdesviación. Las mejoras tecnológicas introducidas en la producción de tubos de rayos catódicos permite ahora aplicar pantallas rectangulares a tipos económicos, con monoaceleración, para instrumentos de pequeño ancho de banda.

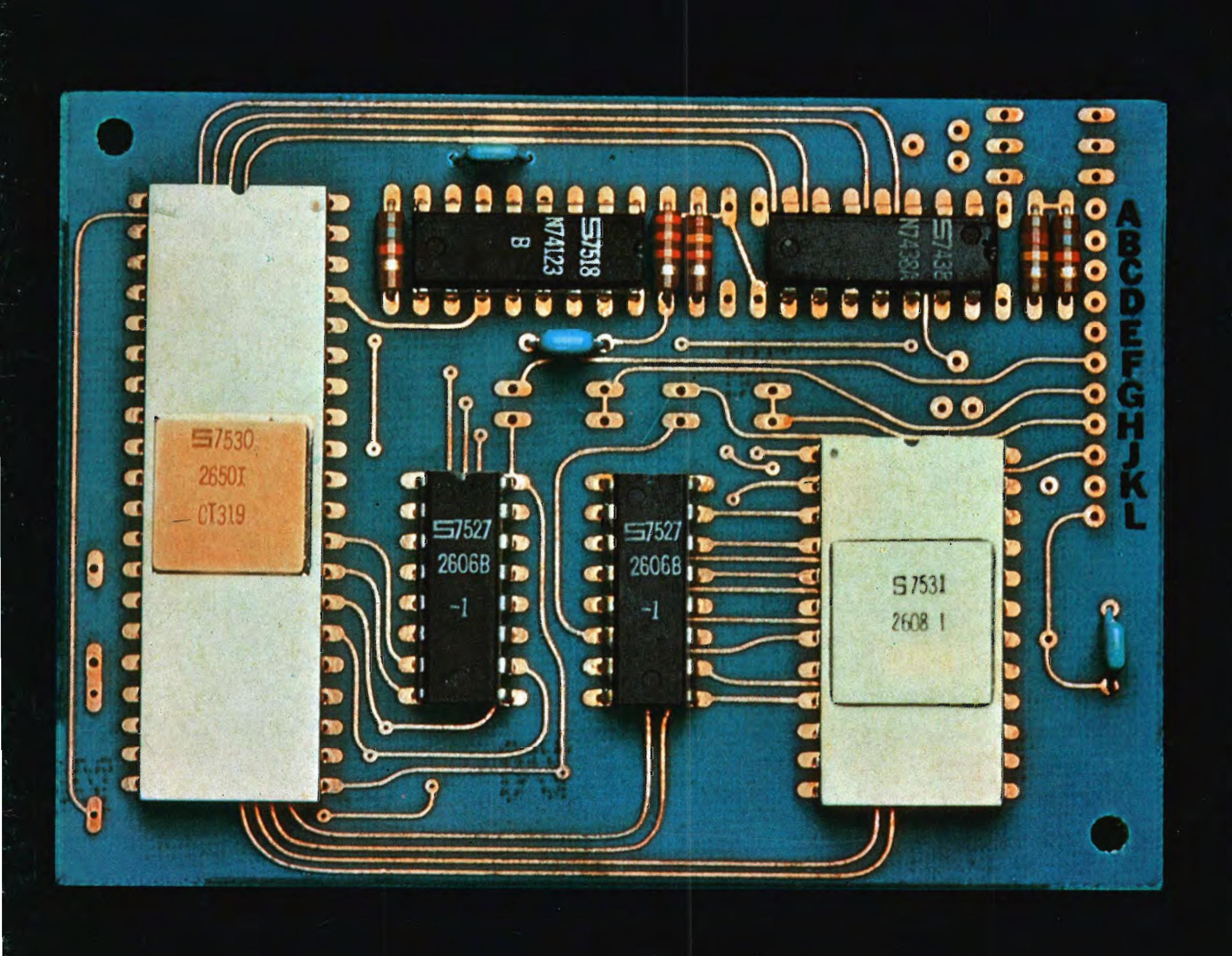
El tubo de rayos catódicos D14-250GH, es un tubo rectangular diseñado para ser empleado en osciloscopios con un ancho de banda de hasta 10 MHz. Tiene una pantalla útil de 10 X 8 cm y, para una tensión de aceleración típica de 2 kV, los coeficientes de desviación son de 24 V/cm (horizontal) y 13 V/cm (vertical). La longitud total del tubo, incluido soporte, es de 331 mm. Las características del filamento son: 6,3 V y 300 mA.

El tubo de rayos catódicos D14-251GH, es idéntico al anterior, salvo el filamento (6,3 V, 95 mA).

Estos nuevos tubos tienen las mismas dimensiones que el D14-260GH, lo que permite la construcción de osciloscopios en dos estilos (uno para 0-10 MHz y otro para 0-15-20 MHz) empleando análogo chasis y mueble.

REVISTA Miniwatt

Vol. 15-Núm. 5 MAYO 1976 40 Ptas.



MODULOS INDICADORES NUMERICOS PARA VISUALIZACION DE GRAN TAMAÑO



Los módulos indicadores numéricos de la serie NDU14 han sido desarrollados para visualización de información numérica en los casos donde se requiere cierto tamaño, como ocurre en estaciones de ferrocarril y autobuses, en aeropuertos, en plantas industriales y campos de deporte, etc. Por su tamaño (14 cm de alto por 10 cm de ancho), los números son claramente legibles desde distancias de unos 70 m con un ángulo de visión de 120°.

La serie consta de tres tipos cuya diferencia estriba únicamente en la forma de excitación:

NDU14-01 para selección numérica directa por medio de sencillos conmutadores de 10 posiciones.

NDU14-02 con contador decimal y circuito de puesta a cero incorporados, especialmente indicado para recuento de objetos, votos, etc.

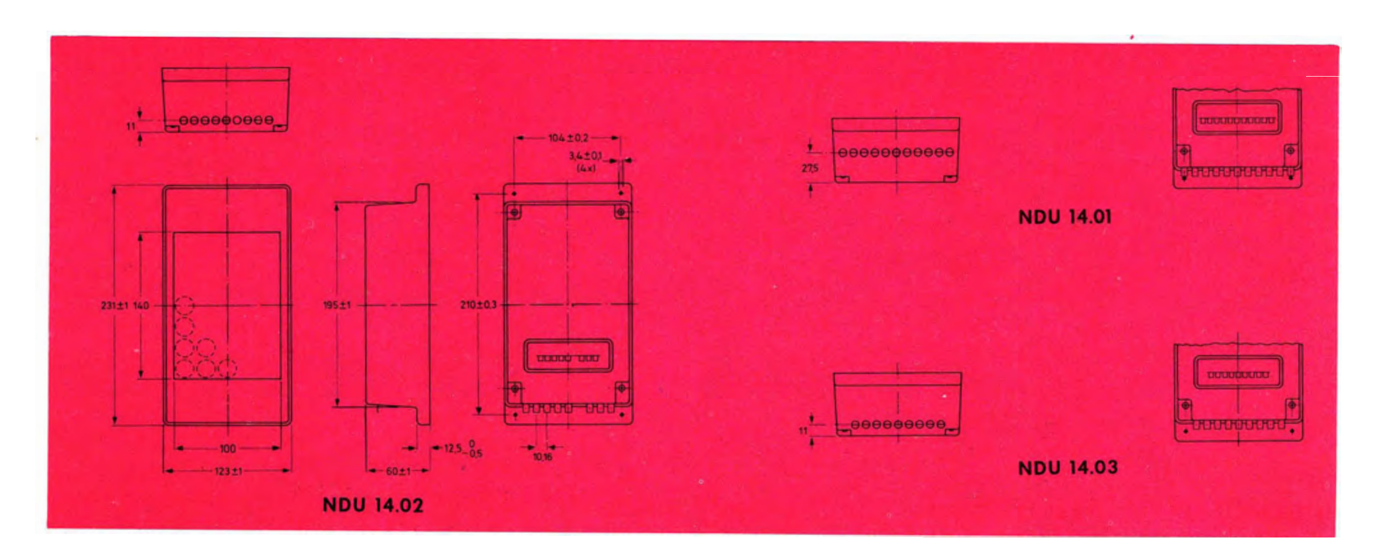
NDU14-03 con contador en código BCD, especialmente indicado para equipos digitales (relojes, balanzas, etc.)

Cada módulo consta de una caja de poliestireno negro, una placa de lámparas, un bloque reflector y una cubierta acrílica transparente de color rojo. La placa de lámparas es una placa de circuito impreso con una matriz de diodos semiconductores y soportes para las lámparas. El bloque reflector se coloca sobre las lámparas y se mantiene por medio de muelles.

Los tipos NDU14-02 y NDU14-03 tienen una segunda placa de circuito impreso. En el primero esta placa contiene el contador decimal y en el segundo el contador por código BCD.

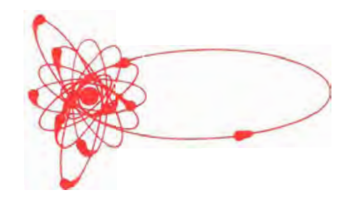
La cubierta roja transparente forma la parte frontal del módulo y puede separarse fácilmente, junto con la placa reflectora, para el posible reemplazo de lámparas.

Las lámparas empleadas son para 6,3 V y 50 mA. Las figuras muestran la forma y tamaño del módulo NDU-14-02 y las diferencias de los módulos NDU14-01 y NDU14-03 con respecto al primero.

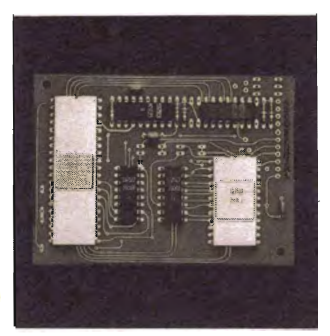


REVISTA Miniwatt

Publicación de aplicaciones electrónicas







Microcomputador de seis elementos para una máquina de escribir inteligente (TTY) con el microprocesador signetics 2650.

Director:
LUIS ROIZ NORIEGA

Editor:
JUAN GARRIGA PUJOL

Redacción:
M.ª DOLORES FORNS-SAMSO

Delineación y compaginación:
M.ª CARMEN LAJUSTICIA

Suscripciones:
ROSA MARIA TORRES

Publicada por:

COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCION ANUAL (11 números) 350 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 40 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:
Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

Depósito Legal: B.18.387-61
GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona

ÍNDICE

VOLUMEN 15 - Número 5 MAYO 1976

TABLA DE POTENCIAS DE 2

2^n	n	2^{-n}
1	0	1.0
2	1	0.5
4	2	0.25
8	3	0.125
16	4	0.062 5
32	5	0.031 25
64	6	0.015 625
128	7	0.007 812 5
256	8	0.003 906 25
512	9	0.001 953 125
1 024	10	0.000 976 562 5
2 048	11	0.000 488 281 25
4 096	12	0.000 244 140 625
8 192	13	0.000 122 070 312 5
16 384	14	0.000 061 035 156 25
32 768	15	0.000 030 517 578 125
65 536	16	0.000 015 258 789 062 5
131 072	17	0.000 007 629 394 531 25
262 144	18	0.000 003 814 697 265 625
524 288	19	0.000 001 907 348 632 812 5
1 048 576	20	0.000 000 953 674 316 406 25
2 097 152	21	0.000 000 476 837 158 203 125
4 194 304	22	0.000 000 238 418 579 101 562 5
8 388 608	23	0.000 000 119 209 289 550 781 25
16 777 216	24	0.000 000 059 604 644 775 390 625
33 554 432	25	0.000 000 029 802 322 387 695 312 5
67 108 864	26	0.000 000 014 901 161 193 847 656 25
134 217 728	27	0.000 000 007 450 580 596 923 828 125
268 435 456	28	0.000 000 003 725 290 298 461 914 062 5
536 870 912	29	0.000 000 001 862 645 149 230 957 031 25
1 073 741 824	30	0.000 000 000 931 322 574 615 478 515 625
2 147 483 648	31	0.000 000 000 465 661 287 307 739 257 812 5
4 294 967 296	32	0.000 000 000 232 830 643 653 869 628 906 25
8 589 934 592	33	0.000 000 000 116 415 321 826 934 814 453 125
17 179 869 184	34	0.000 000 000 058 207 660 913 467 407 226 562 5
34 359 738 368	35	0.000 000 000 029 103 830 456 733 703 613 281 25
68 719 476 736	36	0.000 000 000 014 551 915 228 366 851 806 640 625
137 438 953 472	37	0.000 000 000 007 275 957 614 183 425 903 320 312 5
274 877 906 944	38	0.000 000 000 003 637 978 807 091 712 951 660 156 25
549 755 813 888	39	0.000 000 000 001 818 989 403 545 856 475 830 078 125
1 099 511 627 776	40	0.000 000 000 000 909 494 701 772 928 237 915 039 062 5

TRANSISTORES PARA DESVIACION HORIZONTAL

En este artículo se dan las características de los transistores de alta tensión BU207A, BU208A y BU209A diseñados para el circuito de desviación horizontal de receptores de televisión en color. También se da un circuito práctico de desviación de línea que utiliza un transistor BU208A en la etapa de salida. En el diseño de tal circuito se ha empleado un sistema de valores límite de diseño obtenido a partir de los valores máximos absolutos indicados en las características.

Circuito práctico de una etapa de salida de desviación horizontal de TVC utilizando un transistor BU208A

La figura 1, muestra el esquema de un circuito práctico de desviación horizontal que utiliza un transistor BU208A como elemento activo de conmutación.

La MAT se genera a partir de un triplicador de tensión conectado a un devanado de 8,5 kV del secundario del transformador de salida de línea. Un diodo, junto con una red exterior *RC*, forman un circuito de fijación que minimiza las oscilaciones después del retorno, reduciendo así la resistencia interna del generador de MAT. La tensión de exploración rectificada a través de la red *RC* proporciona la tensión de la rejilla del tubo de imagen. El circuito de fijación, junto con un resistor de aislamiento de 47 kΩ conectado entre el acelerador final del tubo de imagen y la salida del triplicador, protege al circuito de desviación.

La salida del transistor BU208A excita la bobina de desviación a través de un condensador de corrección *S* de 0,91 μF, el control de corrección de linealidad y la bobina de modulación.

La corriente continua del colector del transistor BU208A se deriva de la alimentación de 168 V a través del resistor R_p y del primario del transformador de salida de línea AT2080/10. El resistor R_p compensa el reposo de la imagen debido a la impedancia del generador MAT, y limita la tensión y la corriente de colector del transistor BU208A subsiguiente a la descarga del tubo de imagen.

El transformador de salida de línea tiene los devanados del secundario de baja tensión y los devanados de impulso de línea que excitan los circuitos de corrección de convergencia. Proporciona también una salida de exploración aislada de 60 V. Esta tensión se suma a la de alimentación de 168 V para obtener unos 230 V para las etapas de excitación horizontal y de la salida de vídeo.

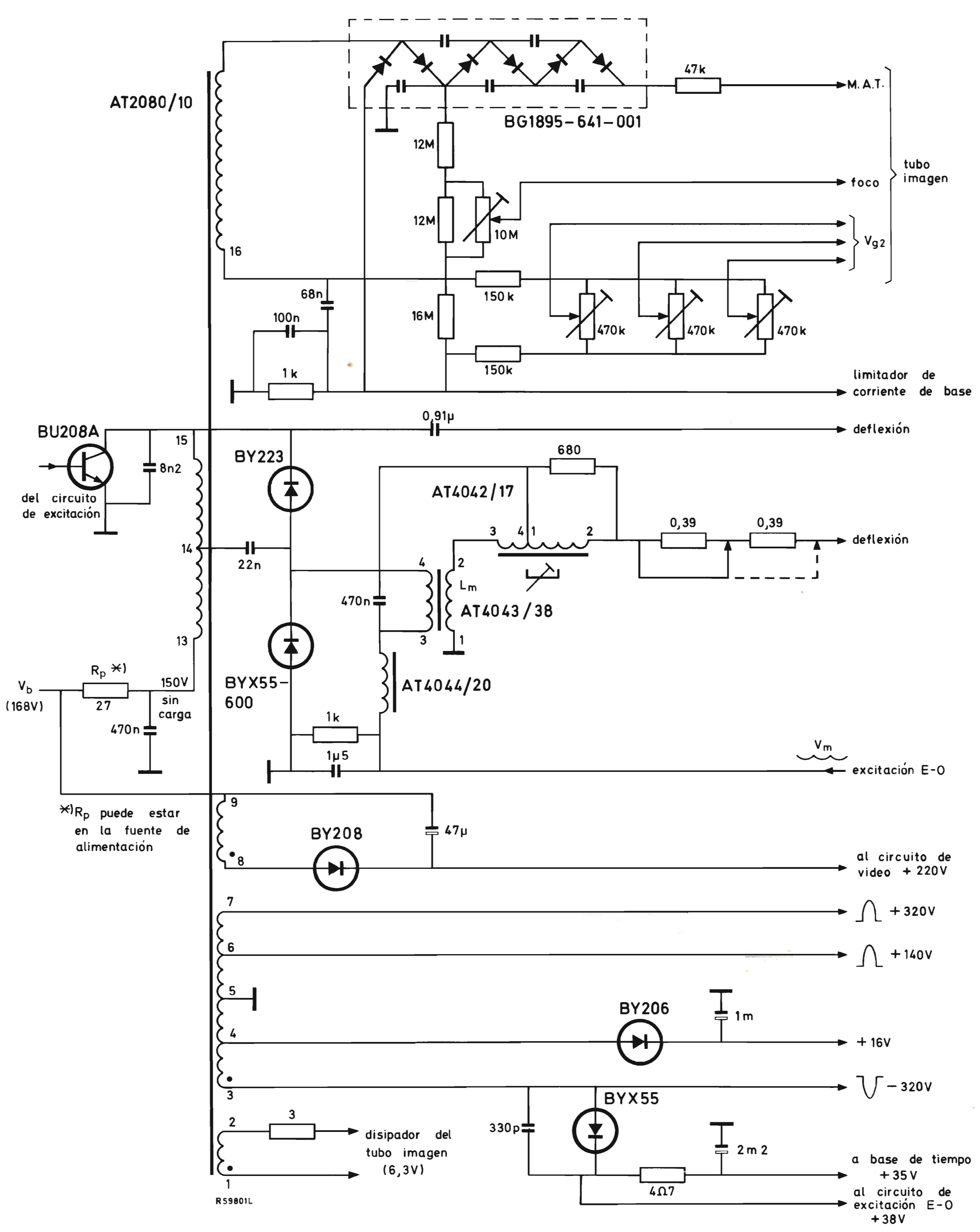


Figura 1. Circuito práctico de salida de desviación horizontal que funciona a partir de una alimentación estabilizada de 168 V.

La corrección del ancho de imagen y Este-Oeste se realizan con el nuevo circuito modulador que utiliza el diodo de alta tensión BY223. La bobina de modulación AT4043/38 está arrollada como un transformador de corriente que asegura la conducción del diodo modulador BYX55 durante la parte inicial de la exploración.

La tensión parabólica de excitación Este-Oeste se aplica al circuito a través de la autoinducción de entrada del modulador AT4044/20. El resistor de precarga de 1 kΩ asegura que, en ausencia de excitación Este-Oeste, el diodo de recuperación media BY223 no conduce en sentido directo al final de la exploración. Los condensadores de 0,91 μF y 0,47 μF determinan las correcciones S individuales necesarias a lo largo de la línea central y superior de la pantalla y de las líneas inferiores. El control de linealidad se ajusta para obtener la misma corrección a lo largo de las líneas superior, central e inferior de la pantalla.

En la figura 2 se muestran algunas formas de onda obtenidas del circuito de la figura 1.

Características de los transistores BU207A, BU208A y BU209A

Los transistores NPN de conmutación rápida de alta tensión, con cápsula de metal, están diseñados para ser utilizados en circuitos de desviación horizontal de receptores de televisión en color.

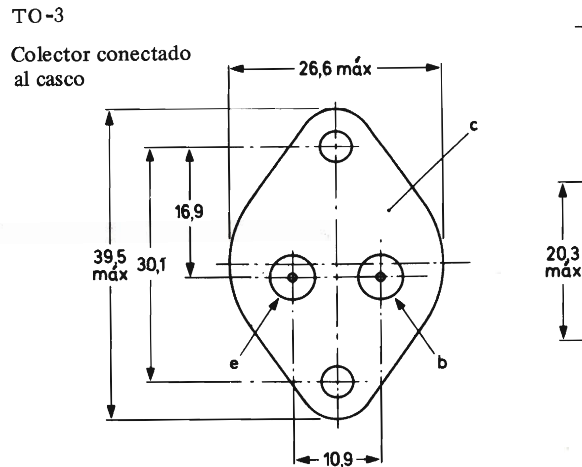
Resumen de datos

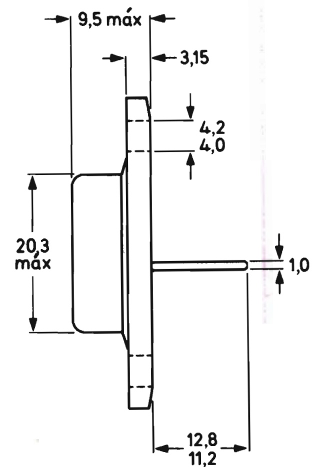
			BU207A	BU208A	BU209A	
Tensión colector-emisor ($V_{BE} = 0$, valor de pico)	V_{CESM}	máx.	1500	1500	1700	V
Corriente de colector (c.c.)	I_C	máx.	5	5	4	A
Disipación total por encima de $T_{mb} = 95°C$	P_{tot}	máx.	12,5	12,5	12,5	W
Tensión de saturación colector-emisor						
I_C = 4,5 A; I_B = 2 A	V_{CEsat}	<	5	1	–	V
I_C = 3 A; I_B = 1,3 A	V_{CEsat}	<	–	–	5	V
Tiempo de caída						
I_{CM} = 4,5 A; $I_{B(end)}$ = 1,8 A	t_f	típ.	0,9	0,7	–	μs
I_{CM} = 3 A; $I_{B(end)}$ = 1,3 A	t_f	típ.	–	–	0,7	μs

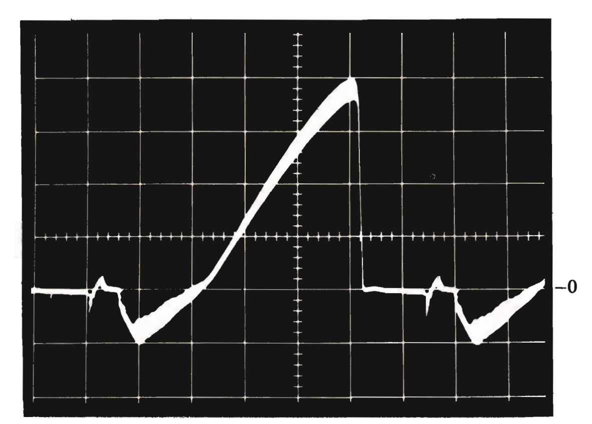
Datos mecánicos

TO-3

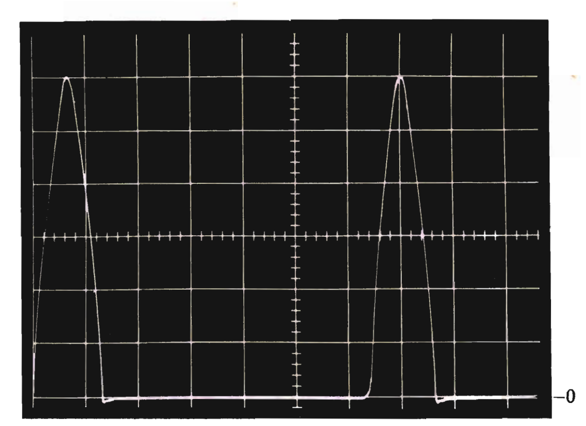
Colector conectado al casco



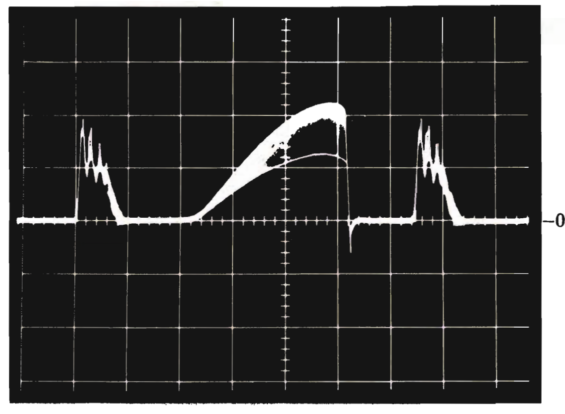




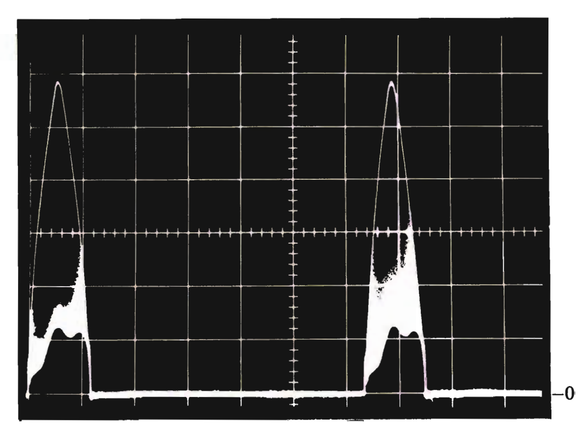
Corriente de colector del transistor BU208A
Vertical: 1 A/div.
Horizontal: 10 μs/div.



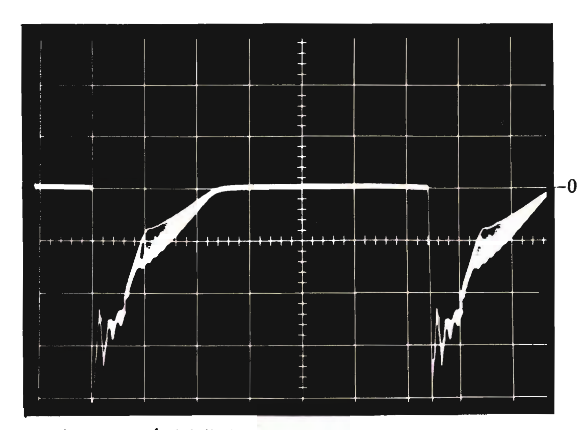
Tensión colector-emisor V_{CE} del transistor BU208A
Vertical: 200 V/div.
Horizontal: 10 μs/div.



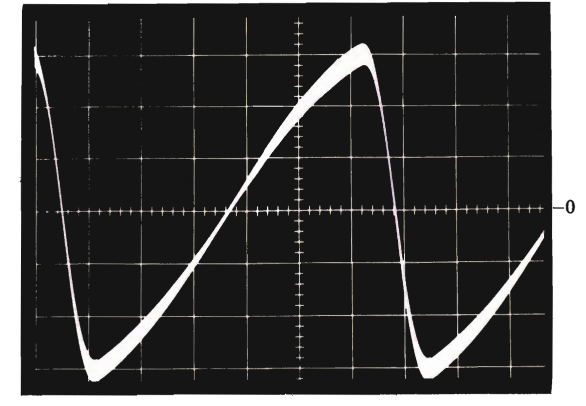
Corriente a través del diodo modulador BYX55
Vertical: 1 A/div.
Horizontal: 10 μs/div.



Tensión a través del diodo modulador BYX55
Vertical: 50 V/div.
Horizontal: 10 μs/div.



Corriente a través del diodo BY223
Vertical: 1 A/div.
Horizontal: 10 μs/div.



Corriente de desviación
Vertical: 1 A/div.
Horizontal: 10 μs/div.

Figura 2. Algunas formas de onda obtenidas del circuito de la figura 1.

Valores límite (de acuerdo con el sistema de valores máximos absolutos (IEC134)

			BU207A	BU208A	BU209A	
Tensiones						
Tensión colector-emisor ($V_{BE} = 0$, valor de pico)	V_{CESM}	máx.	1500	1500	1700	V
Tensión colector-emisor ($R_{BE} = 100\ \Omega$, valor de pico)	V_{CERM}	máx.	1500	1500	1700	V
Tensión colector-emisor (base abierta)	V_{CEO}	máx.	600	700	800	V
Corrientes						
Corriente de colector (c.c.)	I_C	máx.	5	5	4	A
Corriente de colector (valor de pico)	I_{CM}	máx.	7,5	7,5	6	A
Corriente de base (valor de pico)	I_{BM}	máx.	4	4	4	A
Corriente inversa de base (c.c. o media en un período de unos 20 ms)	$-I_{B(AV)}$	máx.		100		mA
Corriente inversa de base (valor de pico)	$-I_{BM}$	máx.		3,5		A
Disipación de potencia						
Disipación total de potencia por encima de $T_{mb} = 95^{\circ}C$	P_{tot}	máx.		12,5		W
Temperatura						
Temperatura de almacenamiento	T_{stg}			−65 to +115		°C
Temperatura de unión	T_j	máx.		115		°C

Resistencia térmica

Entre la unión y la base de montaje	$R_{th\ j\text{-}mb}$	máx.	1,6	°C/W

Características — $T_j = 25^{\circ}C$ si no se indica lo contrario

			BU207A	BU208A	BU209A	
Corriente de bloqueo de colector						
$V_{BE} = 0$; $V_{CE} = V_{CESMmáx}$	I_{CES}	<		1,0		mA
Ganancia de corriente c.c.						
$I_C = 4,5$ A; $V_{CE} = 5$ V	h_{FE}	>	2,25	2,5	–	
$I_C = 3,0$ A; $V_{CE} = 5$ V	h_{FE}	>	–	–	2,25	
Tensión emisor-base						
$I_C = 0$; $I_E = 10$ mA	$+V_{EBO}$	>	5	5	5	V
$I_C = 0$; $I_E = 100$ mA	$+V_{EBO}$	típ.	7	7	7	V
Tensión de saturación						
$I_C = 4,5$ A; $I_B = 2$ A	V_{CEsat}	<	5	1	–	V
$I_C = 3,0$ A; $I_B = 1,3$ A	V_{CEsat}	<	–	–	5	V
$I_C = 4,5$ A; $I_B = 2$ A	V_{BEsat}	<	1,5	1,5	–	
$I_C = 3,0$ A; $I_B = 1,3$ A	V_{BEsat}	<	–	–	1,5	V
Tensión de mantenimiento colector-emisor						
$I_B = 0$; $I_C = 100$ mA; $L = 25$ mH	$V_{CEOsust}$	>	600	700	800	V

Frecuencia de transición a f = 5 MHz

I_C = 0,1 A; V_{CE} = 5 V	f_T	típ.		7		MHz

Capacidad de colector a f = 1 MHz

$I_E = I_e$ = 0; V_{CB} = 10 V	C_c	típ.		125		pF

Tiempos de conmutación (en circuito desviación de línea)

L_B = 10 µH

			BU207A	BU208A	BU209A	
I_{CM} = 4,5 A; $I_{B(end)}$ = 1,8 A	t_f	típ.	0,9	0,7	–	µs
I_{CM} = 3,0 A; $I_{B(end)}$ = 1,3 A	t_f	típ.	–	–	0,7	µs
I_{CM} = 4,5 A; $I_{B(end)}$ = 1,8 A	t_s	típ.	10	10	–	µs
I_{CM} = 3,0 A; $I_{B(end)}$ = 1,3 A	t_s	típ.	–	–	10	µs

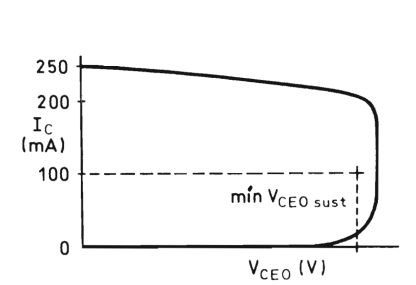
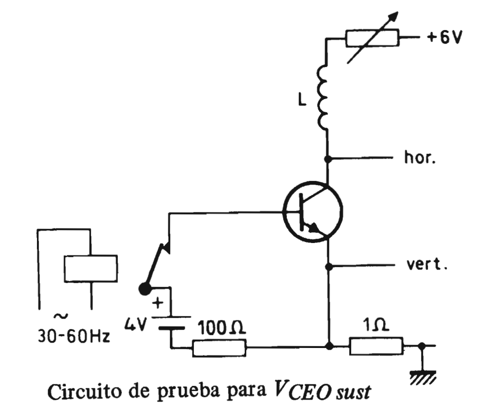
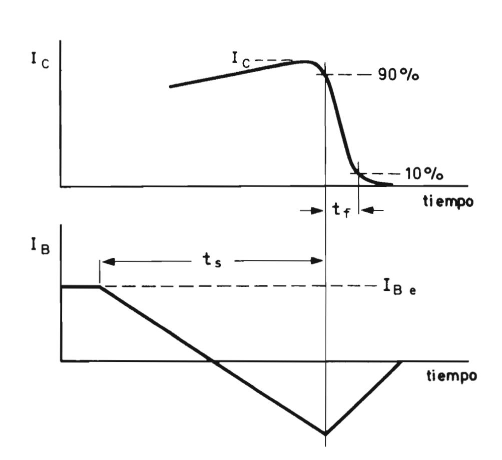
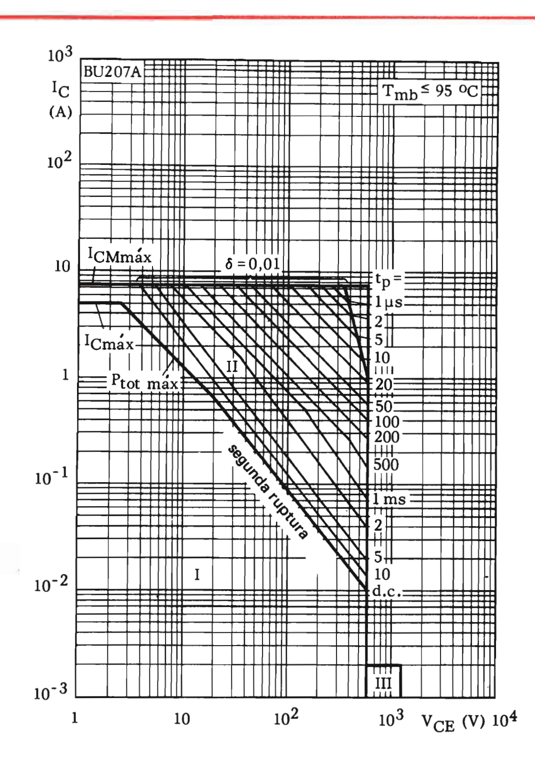


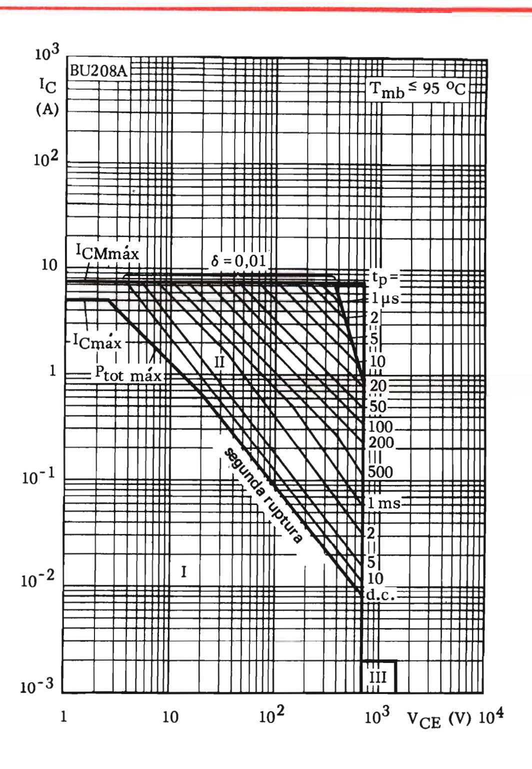
Imagen del osciloscopio para *VCEO sust*

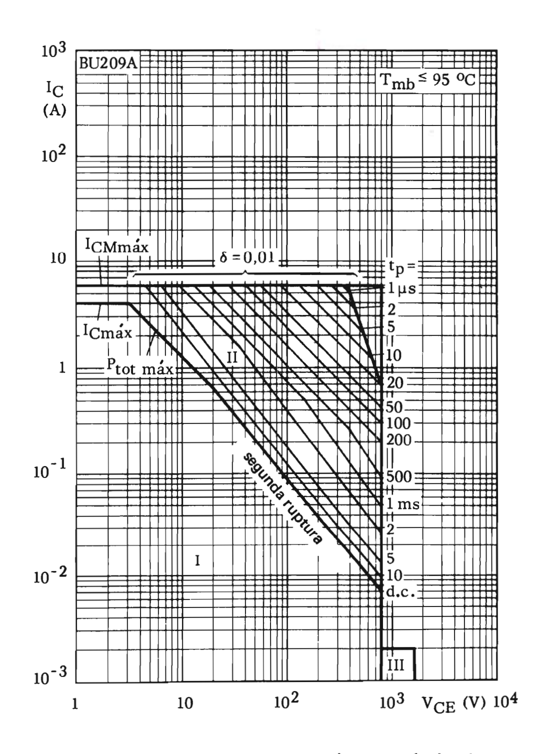


Circuito de prueba para *VCEO sust*

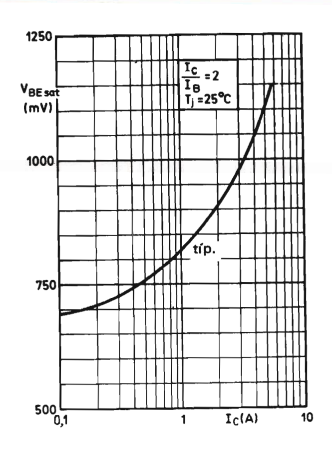


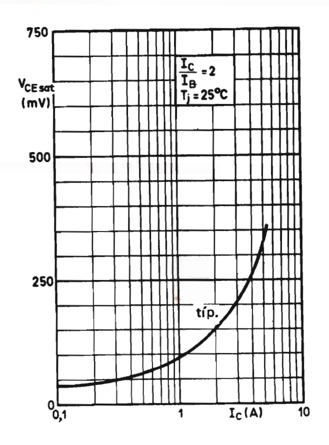


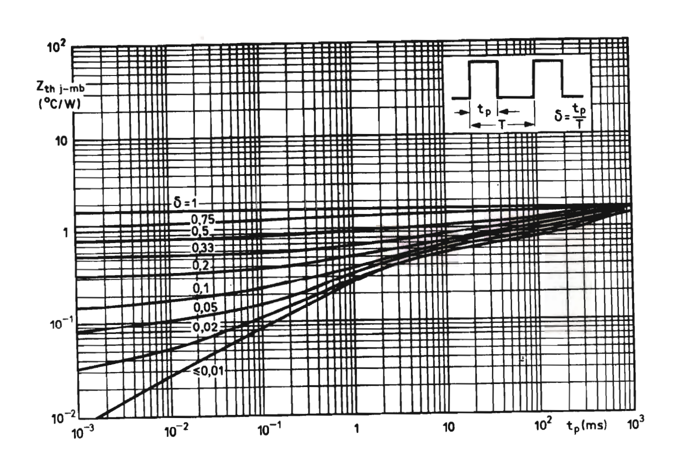


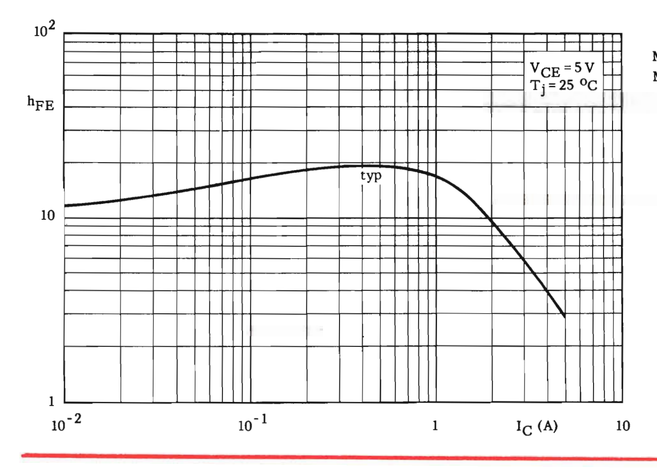


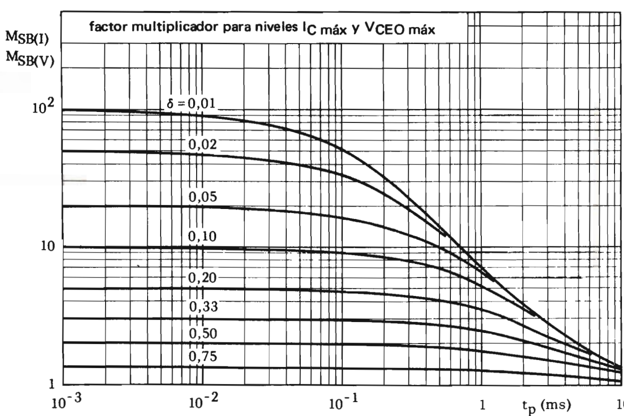
Area de funcionamiento de seguridad con el transistor polarizado en sentido directo.
I Región permisible de funcionamiento con c.c.
II Extensión permisible para funcionamiento intermitente.
III El funcionamiento intermitente en esta región es permisible, dados $R_{BE} \leqslant 100\ \Omega$; $t_p \leqslant 20\ \mu s$; $\delta \leqslant 0{,}25$.


1250
$V_{BE\,sat}$ (mV)
1000
750
500
$\frac{I_C}{I_B}=2$
$T_j=25°C$
típ.
0,1
1
I_C(A)
10


750
$V_{CE\,sat}$ (mV)
500
250
0
$\frac{I_C}{I_B}=2$
$T_j=25°C$
típ.
0,1
1
I_C(A)
10


$Z_{th\ j-mb}$ (°C/W)
10^2
10
1
10^{-1}
10^{-2}
t_p
T
$\delta=\frac{t_p}{T}$
δ = 1
0,75
0,5
0,33
0,2
0,1
0,05
0,02
≤0,01
10^{-3}
10^{-2}
10^{-1}
1
10
10^2
t_p(ms)
10^3


10^2
h_{FE}
10
1
$V_{CE}=5$ V
$T_j=25$ °C
typ
10^{-2}
10^{-1}
1
I_C (A)
10


$M_{SB(I)}$
$M_{SB(V)}$
factor multiplicador para niveles I_C máx y V_{CEO} máx
10^2
10
1
δ = 0,01
0,02
0,05
0,10
0,20
0,33
0,50
0,75
10^{-3}
10^{-2}
10^{-1}
1
t_p (ms)
10

NOMOGRAMA PARA DETERMINAR LA INDUCTANCIA DE BOBINAS CON NUCLEO DE HIERRO

En este artículo se dan dos nomogramas que facilitan el cálculo de la inductancia de bobinas con núcleos de polvo de hierro y de los tipos más usuales de varillas de antenas de ferrita.

Estos nomogramas facilitan la determinación de la inductancia de bobinas con núcleos de polvo de hierro; una escala adicional cubre los tipos usuales de varillas de antenas de ferrita.

El nomograma de la figura 1 permite convertir los diversos parámetros de la bobina en la constante A_L igual a inductancia/espira^2, la cual se utiliza frecuentemente para inductores con núcleos de circuito cerrado tales como núcleos envolventes. Después de haber obtenido la constante A_L a partir de las dimensiones de la bobina, se utiliza el nomograma de la figura 2 para obtener la inductancia, dado el número de espiras de la bobina.

La exactitud con la que se puede calcular la inductancia de la bobina depende en parte del espesor del devanado de la bobina (que puede ser de varias capas). Generalmente, la correlación entre los valores obtenidos de los nomogramas y en la práctica debe ser mejor que el 15%, aunque para antenas de varilla de ferrita son usuales correlaciones mejores que el 10%.

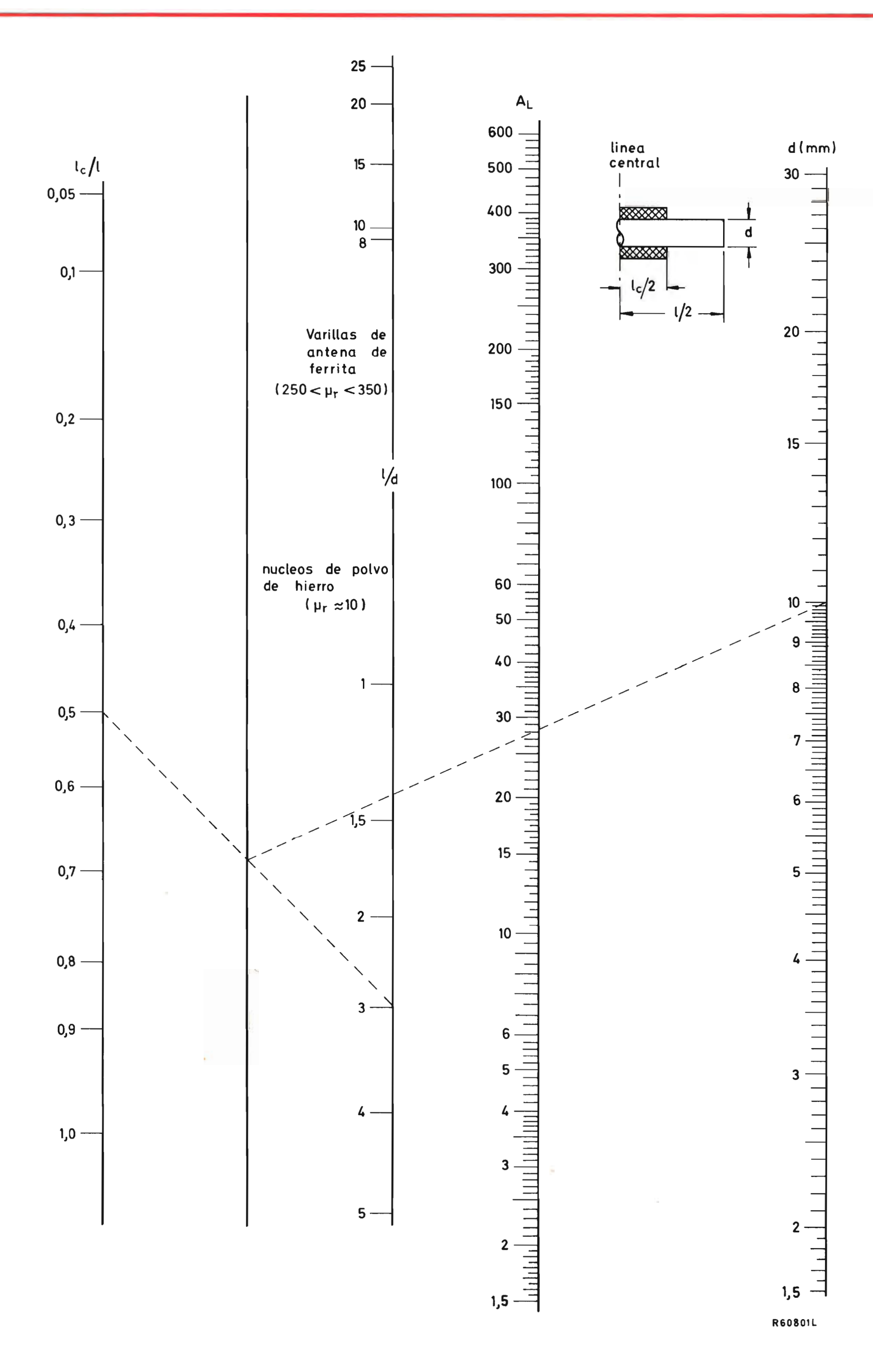


Figura 1. Nomograma para determinar A_L para bobinas arrolladas en una varilla de material magnético blando. Para utilizar el nomograma, determinar primero los parámetros longitud-bobina/longitud-varilla, l_c/l, y longitud-varilla/diámetro varilla, l/d. Unir estos valores en el nomograma. Unir el punto de corte de esta línea y el eje dibujado con el valor del diámetro de la varilla, d. Leer el valor de A_L en la escala correspondiente. El ejemplo dibujado corresponde a una bobina para la cual $l_c/l = 0{,}5$ y $l/d = 3$, arrollada en un núcleo de polvo de hierro de $\mu_r = 10$ y $d = 10$ mm. El valor obtenido es $A_L = 28{,}3$.

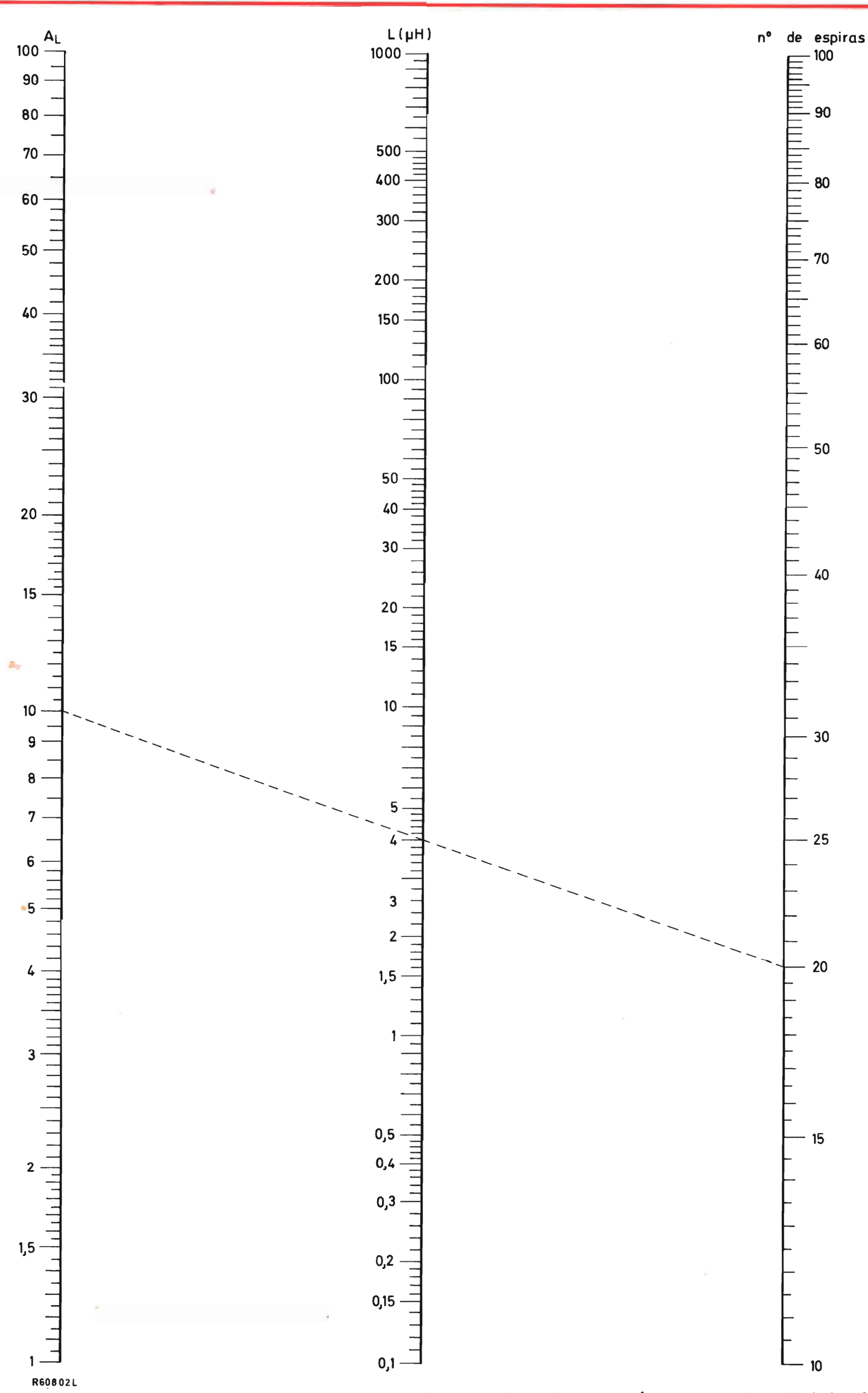


Figura 2. Nomograma para determinar la inductancia de la bobina a partir de A_L y del número de espiras. Unir los dos parámetros y leer la inductancia en la escala central. Si se conocen dos de estos tres parámetros, el tercero puede hallarse a partir de la línea que une los conocidos. Ampliación del margen: multiplicando el valor de A_L por 10, el valor de la inductancia correspondiente queda multiplicado por 10; multiplicando el número de espiras por 10, el valor correspondiente de la inductancia queda multiplicado por 100.

APLICACIONES

de la SERIE 30



La serie FZ/30 consta de una gama ideal de componentes lógicos que comprende las funciones y biestables usuales, junto con los elementos de acoplamiento esenciales para una fácil adaptación de equipos periféricos realizados con esta serie, a equipos realizados con las series FJ(TTL) y FC(DTL) y se completa con elementos híbridos indispensables en todo sistema, tales como temporizadores, amplificadores de potencia y fuente de alimentación.

ELEVADA INMUNIDAD ESTATICA A RUIDO

Inmunidad estática a ruido de 5 V, para alimentación de 12 V, y de 8 V, para alimentación de 15 V. Estos valores son sumamente significativos si se comparan con los de otras series, y destacan la necesidad de utilizar la serie 30 en equipos en los que se esperan niveles importantes de ruidos.

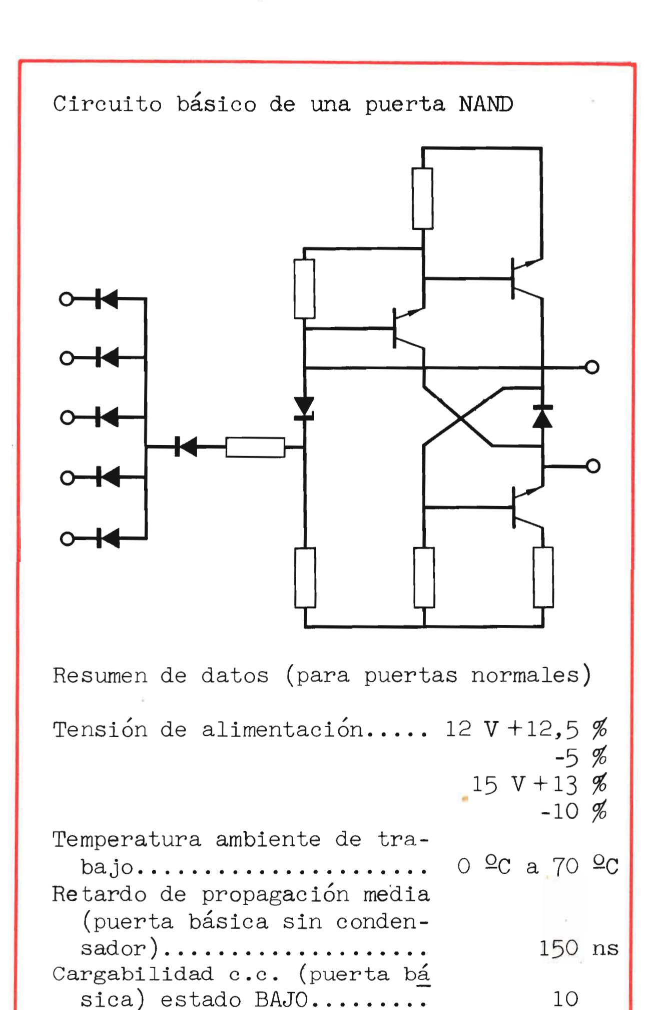
ELEVADA INMUNIDAD DINAMICA A RUIDO

Elevada inmunidad dinámica a ruido gracias a largos retardos de propagación y lentos tiempos de subida y caída. Es ajustable (conectando un condensador a la base del transistor excitador) a las condiciones de rapidez de respuesta y frecuencia máxima de funcionamiento del equipo.

BAJA IMPEDANCIA DE SALIDA

Baja impedancia de salida en los dos estados lógicos que suprime fácilmente cualquier ruido acoplado a través de las líneas de interconexión.

Circuito básico de una puerta NAND



Resumen de datos (para puertas normales)

Tensión de alimentación.....	12 V +12,5 % -5 %
	15 V +13 % -10 %
Temperatura ambiente de trabajo.....................	0 ºC a 70 ºC
Retardo de propagación media (puerta básica sin condensador)..................	150 ns
Cargabilidad c.c. (puerta básica) estado BAJO.........	10
estado ALTO.........	100
Margen de ruido c.c.	
alimentación 12 V.........	5 V
alimentación 15 V	
estado BAJO............	5 V
estado ALTO............	8 V

Una amplia y práctica exposición sobre la SERIE 30, familia de elementos especialmente indicados para su aplicación en equipos de control, de maniobras y en periféricos en general.

tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución
A2E5	BY126	AC123	AC126	ACY27	ASY29
A2E9	BY126	AC124	*AC128/01*	ACY28	ASY26
A7D	BY126	AC125	AC126	ACY29	ASY27
A23M	BYX39-600	AC126	AC125	ACY30	ASY27
A23N	BYX39-800	AC127	AC187	ACY32	ASY26
A23P	BYX39-1000	AC127/01	AC187/01	ACY33	AC128
A28B	BYX30-200	AC128	AC188	ACY38	*AC125*
A28C	BYX30-300	AC128/01	AC188/01	ACY40	AC132
A28D	BYX30-400	AC128A	AC188	ACZ10	AC128/01
A70M	BYX30-600	AC128K	AC128/01	AD50	BDX92
A40B	BYX96-600	AC129	2N1307	AD130	*BD181*
A40C	BYX96-600	AC130	*ASY73*	AD131	BDX96
A40D	BYX96-900	AC131	*AC128*	AD132	*BDX96*
A40E	BYX96-1200	AC132		AD136	*BDX96*
A40M	BYX96-1200	AC132/03	AC132	AD138	BDX92
A44B	BYX96-600	AC134	AC132	AD138/50	BDX96
A44C	BYX96-600	AC135	AC132	AD139	AD162
A44D	BYX96-900	AC136	AC132	AD140	*BD181*
A44E	BYX96-1200	AC137	AC126	AD142	*BDX96*
A44M	BYX96-1200	AC138	AC126	AD143	*BDX92*
AA111	AA119	AC139	AC128	AD145	*BDX92*
AA112	*AA119*	AC141	AC127	AD148	*BD434*
AA113	*OA91*	AC141/01	AC127/01	AD149	*BD181*
AA114	*AA119*	AC141K	AC127/01	AD150	*BD181*
AA116	OA90	AC142	AC128	AD152	*BD434*
AA117	OA95	AC142/01	AC128/01	AD153	*BD181*
AA118	OA95	AC142K	AC128/01	AD155	*BD434*
AA119		AC150	AC125	AD156	*BD433*
AA121	AA119	AC151	*AC125*	AD157	*BD434*
AA123	*OA90*	AC151 IV	*AC125*	AD159	*BDX92*
AA130	OA90	AC151 V	*AC126*	AD160	BDX92
AA131	AA119	AC151 VI	*AC126*	AD161	*BD433*
AA132	OA95	AC151 VII	*AC126*	AD162	*BD434*
AA133	*OA95*	AC152	AC132	AD163	*BDX96*
AA134	*OA95*	AC153	AC128	AD164	*BD434*
AA135	*AAZ18*	AC153K	*AC128/01*	AD165	*BD433*
AA136	*AAZ17*	AC154	AC128	AD166	*BDX96*
AA137	AA119	AC155	AC125	AD167	*BDX96*
AA138	*OA95*	AC156	AC126	AD169	*BD434*
AA139	AAZ17	AC157	AC127	AD262	*BD181*
AA140	*OA90*	AC159	AC126	ADY22	BDX96
AA142	*AA119*	AC160	AC125	ADY25	BDX96
AA143	AA119	AC161	*AC125*	ADY27	*BD181*
AA144	AAZ15	AC162	AC126	ADY28	BDX96
AAY11	OA95	AC163	AC128	AF101	AC125
AAY12	*AAZ15*	AC165	AC125	AF102	*AF139*
AAY13	*AAZ17*	AC166	AC128	AF106	AF139
AAY15	BAX13	AC167	AC128	AF107	AF239
AAY21		AC168	AC127	AF108	AF239
AAY27	*AAZ17*	AC169	AC125	AF109	AF139
AAY28	*AAZ15*	AC170	AC126	AF109R	AF239
AAY30		AC171	AC126	AF122	*AF139*
AAY32		AC172	AC127	AF124	AF125
AAY33	*AAZ18*	AC173	AC132	AF125	AF124
AAY41	*AAZ18*	AC174	AC128	AF126	AF127
AAY47	BAV10	AC175	AC187/01	AF127	*AF126*
AAY49	BAV10	AC176	AC187	AF128	ASY27
AAY53	*OA90*	AC177	AC128	AF139	*AF239*
AAY54	*OA90*	AC178	AC128/01	AF180	AF239
AAY55	*OA90*	AC179	AC187/01	AF181	AF139
AAZ12	BAX13	AC180	AC128	AF182	AF139
AAZ13		AC180K	AC128/01	AF239	
AAZ15		AC181	AC127	AF239S	
AAZ17		AC182	AC126	AF240	AF239
AAZ18		AC183	AC127	AF251	*AF239*
AC105	AC128	AC184	AC128	AF252	AF239
AC106	AC128	AC185	AC127	AF253	*AF139*
AC107	*AC125*	AC186	*AC187/01*	AF256	*AF139*
AC108	AC126	AC187	*AC127*	AF257	AF139
AC109	AC125	AC187/01	AC127/01	AF264	AF139
AC110	AC126	AC187K	AC187/01	AF267	AF367
AC113	AC125	AC188	*AC128*	AF269	AF369
AC114	AC128	AC188/01	AC128/01	AF279	AF367
AC115	*AC126*	AC188K	AC188/01	AF280	AF369
AC116	*AC126*	AC191	*AC125*	AF367	
AC118	AC128	AC192	*AC125*	AF369	
AC119	AC128	AC193	AC188/01	AFY14	*ASY27*
AC120	AC128	AC194	AC187/01	AFY41	*AF239*
AC121	AC128	ACY16	*AC128/01*	AFZ11	*AF139*
AC122	AC125	ACY23	AC132	AFZ12	*AF139*

tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución
AL100	BDX96	BA150	*BA102*	BAY16	*BYX10*
AL102	BDX96	BA152	*BA182; BA244*	BAY17	*BAV10*
AL103	BDX96	BA161	*BB205A*	BAY18	*BAV10*
AR10	*BD181*	BA162	*BB105G*	BAY19	*BAX16*
ASY26	*ASY27*	BA164	BAW62; BAX13	BAY20	*BAX16*
ASY27	*ASY26*	BA170	BAV10	BAY21	*BAX145*
ASY28	*ASY29*	BA173	*BA145*	BAY21S	BY126
ASY29	*ASY28*	BA174	*BA182; BA244*	BAY23	*BYX10*
ASY31	*ASY26*	BA175	*BAV10*	BAY24	*BYX10*
ASY32	*ASY27*	BA176	OA91	BAY25	*BYX10*
ASY54	ASY26	BA177	*BA182; BA244*	BAY31	*BAW62; BAX13*
ASY55	ASY27	BA179	OA200	BAY32	BAV20; BAX16
ASY56	ASY26	BA182		BAY33	BAV20; BAX16
ASY57	ASY26	BA184	*BA145*	BAY36	BAV10
ASY58	ASY27	BA186	*BA145*	BAY38	BAW62
ASY59	ASY27	BA187	1N4151	BAY39	BAV20; BAX1
ASY61	ASY28	BA188	*BAX18*	BAY41	*BAV10*
ASY62	ASY29	BA189	*BAX16; BAV20*	BAY42	*BAV10*
ASY73		BA190	*BAX17; BAV21*	BAY43	BAV10
ASY74		BA195	*BAX17*	BAY44	BAV20; BAX16
ASY75		BA209	*BAW62*	BAY45	*BAV20; BAX16*
ASZ11	*ASY26*	BA211	*BAX13; BAW62*	BAY46	*BAW62; BAX13*
ASZ12	*ASY26*	BA214	*BAX13; BAW62*	BAY52	13AV20; BAX16
ASZ15	*BDX96*	BA216		BAY60	1N4151
ASZ16	*BDX92*	BA217		BAY63	*BAV10*
ASZ17	*BDX92*	BA218		BAY67	*BAV10*
ASZ18	*BDX96*	BA219		BAY68	*BAV10*
ASZ1015	BDX96	BA220		BAY69	*BAV10*
ASZ1016	BDX92	BA221		BAY71	BAW62
ASZ1017	BDX92	BA222		BAY74	*BAW62*
ASZ1018	BDX96	BA243		BAY77	*BAV10*
AUY19	BDX92	BA244		BAY78	*BAX12*
AUY20	BDX96	BA314		BAY82	*BAW62; BAX13*
AUY21	*BDX96*	BA315		BAY86	*BAX18*
AUY22	BDX96	BA316		BAY87	*BAX12*
AUY28	BDX96	BA317		BAY88	*BAX16*
AUY29	BDX92	BA318		BAY89	*BYX10*
AUY30	BDX96	BA379		BAY90	*BYX10*
AUY31	BDX92	BAV10		BAY91	*BYX10*
AUY32	BDX92	BAV17	*BAX18*	BAY92	*BYX10*
AUY33	BDX92	BAV18		BAY93	*BYX10*
AUY34	BDX96	BAV19		BAY94	*BAV10*
AUY35	BDX92	BAV20		BAY95	*BAV10*
AUY37	BDX96	BAV21		BAY98	BAV20; BAX16
AUY38	BDX96	BAV45		BAY99	BAV20; BAX16
B112	*BD181*	BAV70		BAY103	*BB110G*
BA101	*BA102*	BAV99		BB100	*BB105G*
BA102		BAW10	BAV20; BAX16	BB100G	*BB105G*
BA103	*BAV20; BAX16*	BAW21	BAV20; BAX16	BB105A	BB205A
BA104	*BAV20, BAX16*	BAW24	*BAV10*	BB105B	BB205B
BA105	*BA145*	BAW25	*BAV10*	BB105G	BB205G
BA108	BAX18	BAW26	BAV10	BB106	
BA109	BA102	BAW27	*BAV10*	BB110B	
BA110	BB105G	BAW30	BAV45	BB110G	
BA111	BA102	BAW33	*BAX12*	BB117	
BA112	BA216; BA316	BAW43	BAX15	BB121A	BB105B; BB205B
BA114	BA216; BA316	BAW45	BAV20; BAX16	BB121B	*BB106*
BA116	AA119	BAW56		BB122	BB105G; BB205G
BA119	BA102	BAW57	*BAX12*	BB139	*BB106*
BA120	BB105G	BAW57N	*BAX12*	BB141A	*BB105B; BB205B*
BA121	BB106	BAW62		BB141B	BB205A
BA124	BA102	BAX12		BB204B	
BA125	BA102	BAX13		BB204G	
BA127	BAX16; BAV20	BAX14		BB205A	
BA128	BAX16; BAV20	BAX15		BB205B	
BA129	BA148	BAX16		BB205G	
BA130	BAX13; BAW62	BAX17		BBY31	
BA136	BA318	BAX18		BC26	BC179
BA137	BAX16; BAV20	BAX20	*BAV10*	BC100	*BD115*
BA139	BB105G	BAX21	*BAV10*	BC107	
BA140	BB105G	BAX22	BAV20; BAX16	BC108	
BA141	BB205A	BAX25	*BAW62; BAX13*	BC109	
BA142	BB105G	BAX26	*BAW62; BAX13*	BC110	*BF177*
BA143	BAW62; BAX13	BAX27	*BAV10*	BC111	BC146
BA147	BAV20; BAX16	BAX78	BAV10	BC112	BC146
BA147/50	*BAW62; BAX13*	BAX84	BAV10; 1N4150	BC113	BC548B
BA147/150	*BAV20; BAX16*	BAX88	BA100	BC114	BC549B
BA147/230	*BAV21; BAX17*	BAX90	BA100	BC115	BC547
BA147/300	*BA145*	BAY14	*BYX10*	BC116	*BC327*
BA149	*BB105G*	BAY15	*BYX10*	BC117	BF178

tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución
BC118	*BC547*	BC224	*BC558B*	BC329	BC637
BC119	BFY51	BC225	*BC557*	BC330	BC547
BC120	BFY51	BC231	BC327	BC331	BC637
BC121	BC146	BC232	BC337	BC332	BC547
BC122	BC146	BC237	BC547	BC333	BC548
BC123	*BC146*	BC238	BC548	BC334	BC558
BC125	*BC337*	BC239	BC549	BC335	BC549
BC126	*BC338*	BC250A	BC559	BC336	BC559
BC127	*2N930*	BC250B	BC559A	BC337	
BC129	*BC547*	BC250C	BC559B	BC338	
BC130	*BC548*	BC251A	BC557	BC340-6	2N2218A
BC131	*BC109*	BC252A	BC558	BC340-10	2N2219A
BC134	BC547	BC252B	BC558A	BC340-16	2N1219A
BC135	BC547B	BC252C	*BC558B*	BC342	BC639
BC136	BC547A	BC253A	BC559	BC343	BC640
BC137	*BC327*	BC253B	BC559A	BC344	BC639
BC138	*2N2219*	BC253C	BC559B	BC345	BC640
BC139	2N2904	BC254	*BC556*	BC347	BC547
BC142	2N2218A	BC255	*BC337*	BC348	BC548
BC143	2N2905A	BC256	BC556	BC349	BC549
BC144	2N2218A	BC257	BC557	BC350	BC557
BC145	BF178	BC260	BC178	BC351	BC558
BC146		BC261	BC177	BC352	BC558
BC147	*BC547*	BC262A	BC178A	BC354	BC558
BC148	*BC548*	BC262B	BC178B	BC355	BC558
BC149	*BC549*	BC263A	BC179A	BC357	BC559
BC153	BC557A	BC263B	BC179B	BC358	BC548
BC155	*BC146*	BC264A		BC360-6	2N2904
BC156	*BC146*	BC264B		BC360-10	2N2905
BC157	*BC177*	BC264C		BC360-16	2N2905
BC158	*BC178*	BC264D		BC361-6	2N2904A
BC159	BC179	BC266	*BC177*	BC361-10	2N2905A
BC167	BC547	BC267	BC337	BC368	
BC168	BC548	BC268	BC338	BC369	
BC169	BC549	BC269	BC338	BC381	BC328
BC170	BC548	BC270	BC338	BC382	BC547
BC171	BC547	BC271	*BC338*	BC383	BC548
BC172	BC548	BC272	*BC337*	BC384	BC550
BC173	BC549	BC280	*BC107*	BC389	BC547
BC174A	2N2219A	BC281A	BC177	BC390	BC549
BC174B	2N2219A	BC281B	BC177	BC391	BC549
BC177		BC281C	BC337	BC395	BC639
BC178		BC282	2N2483	BC396	BC640
BC179		BC283	2N2906	BC397	2N2904A
BC180	*BC547*	BC284	BC107	BC398	2N2218A
BC181	*BC557*	BC285	BD115	BC400	BC640
BC182	BC546	BC286	BD139	BC404	BC640
BC183	BC547	BC287	BD138	BC405	BC638
BC184	BC549B	BC288	BFY55	BC407	*BC547*
BC185	2N2219	BC289	BC107	BC408	*BC548*
BC186	BC177	BC290A	BC107B	BC409	*BC549*
BC187	BC177	BC291A	BC107A	BC413	BC550
BC190A	*BC107A*	BC291B	BC107B	BC414	BC550
BC190B	*BC107B*	BC292A	BC107A	BC415	BC560
C192	*BC328*	BC292B	BC107B	BC416	BC560
BC194	*BC337*	BC293	*BFX34*	BC417	*BC557*
BC196	*BC200*	BC294	BC638	BC418	*BC558*
BC197	*BC146*	BC295	BC548	BC419	*BC559*
BC198	*BC146*	BC297	*BC327*	BC425	BC337
BC199	*BC146*	BC298	*BC328*	BC427	BC327
BC200		BC300	BD139	BC437	BC547
BC201	*BC200*	BC301	BD139	BC438	BC548
BC202	BC200	BC302	BSX59	BC439	BC549
BC203	BC200	BC303	BD140	BC440	*BC635*
BC204	BC557	BC304	BC640	BC441	*BC637*
BC205	BC558	BC307	BC557	BC467	BC547
BC206	BC559	BC308	BC558	BC468	BC548
BC207	BC547	BC309	BC559	BC469	BC549
BC208	BC548	BC312	BC639	BC477	BC640
BC209	BC549	BC315	BC557	BC478	BC557
BC210	2N2222	BC317	BC547	BC479	BC557
BC211	BSX61	BC318	BC548	BC507	BC639
BC212	BC556	BC319	BC549	BC508	BC637
BC213	BC557	BC321	BC558	BC509	BC637
BC214	BC559	BC322B	BC558B	BC512	BC327
BC215	BC327	BC322C	BC558C	BC513	BC328
BC216	*BC107A*	BC325	BC640	BC514	BC328
BC220	BC547A	BC326	BC640	BC546	
BC221	*BC328*	BC327		BC547	
BC222	BC337	BC328		BC548	

tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución
BC549		BCZ12	BCY31	BD215	*BD232*
BC550		BCZ13	*BCY33*	BD216	BD232
BC556		BCZ14	*BCY34*	BD226	
BC557		BD106	BD131	BD227	
BC558		BD107	*BD131*	BD228	
BC559		BD109	*BD131*	BD229	
BC582		BD111	*BD131*	BD230	
BC583A	BC548A	BD113	*BDY20*	BD231	
BC584	BC549	BD116	BD181	BD232	
BC635		BD117	BD182	BD233	
BC636		BD121	BDY20	BD234	
BC637		BD123	BDY20	BD235	
BC638		BD124	BD131	BD236	
BC639		BD127	BD232	BD237	
BC640		BD128	BD232	BD238	
BCW29		BD129	BD232	BD262	
BCW30		BD130	BD182	BD262A	
BCW31		BD115		BD262B	
BCW32		BD131		BD263	
BCW33		BD132		BD263A	
BCW34	*2N2222A*	BD133		BD263B	
BCW35	*2N2907A*	BD135	BC337	BD291	
BCW36	*2N2222A*	BD136	BC328	BD292	
BCW37	*2N2907A*	BD137	BC327	BD293	
BCW46	*BC546*	BD138		BD294	
BCW47	*BC547*	BD139		BD301	BD201
BCW48	*BC548*	BD140		BD302	BD202
BCW49	*BC549*	BD141	2N4347	BD303	BD203
BCW56	*BC556*	BD142	BD182	BD304	BD204
BCW57	*BC557*	BD150	BD115	BD307A	BD228
BCW58	*BC558*	BD151	BD234	BD307B	BD228
BCW59	*BC559*	BD152	BD234	BD329	
BCW69		BD153	BD236	BD330	
BCW70		BD154	BD233	BD433	
BCW71		BD155	BD233	BD434	
BCW72		BD156	BD233	BD435	
BCW85	*2N2907A*	BD157	BD232	BD436	
BCW86	*2N2907A*	BD158	BD232	BD437	
BCW90	*BC337*	BD160		BD438	
BCW94	*2N2222A*	BD161	BD235	BD595	BDX77
BCW96	*2N2907A*	BD162	BD233	BD596	BDX78
BCX17		BD163	BD233	BD597	BDX77
BCX18		BD165	BD233	BD598	BDX78
BCX19		BD166	BD234	BD599	BDX77
BCX20		BD167	BD235	BD600	BDX78
BCY14	BFY51	BD168	BD236	BD645	
BCY16	BFY51	BD169	BD237	BD646	
BCY30A		BD170	BD238	BD647	
BCY31A		BD171	BD237	BD648	
BCY32A		BD172	*BD238*	BD649	
BCY33A		BD173	*BD232*	BD650	
BCY34A		BD175	BD235	BD677	BD263
BCY42	BSW41	BD176	BD236	BD678	BD262
BCY43	BSW41	BD177	BD235	BD679	BD263A
BCY50	BCY57	BD178	BD236	BD680	BD262A
BCY51	BCY56	BD179	BD237	BDX10	2N3055
BCY55		BD180	BD238	BDX11	2N3442
BCY56		BD181		BDX12	2N4347
BCY57		BD182		BDX62	
BCY58		BD183		BDX62A	
BCY59		BD185	BD435	BDX62B	
BCY66	BCY59	BD186	BD436	BDX63	
BCY67	*BCY71*	BD187	BD437	BDX63A	
BCY69	BC457	BD188	BD438	BDX63B	
BCY70		BD191	BD182	BDX64	
BCY71		BD192	BD181	BDX64A	
BCY72		BD195	BD201	BDX64B	
BCY86A	*BC107B*	BD196	BD202	BDX65	
BCY86B	*BCY59*	BD197	BD201	BDX65A	
BCY87		BD198	BD202	BDX65B	
BCY88		BD199	BD203	BDX66	
BCY89		BD200	BD204	BDX66A	
BCY90	*BCY40*	BD201		BDX66B	
BCY91	*BCY40*	BD202		BDX67	
BCY92	*BCY40*	BD203		BDX67A	
BCY93	BCY30	BD204		BDX67B	
BCY94	BCY31	BD205	*BD201*	BDX77	
BCY95	BCY32	BD206	*BD202*	BDX78	
BCZ10	BCY33	BD207	*BD203*	BDX91	
BCZ11	BCY34	BD208	*BD204*	BDX92	

tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución
BDX93		BF188	*BF173*	BF363	
BDX94		BF189	*BF115*	BF364	BF494
BDX95		BF191	BF196	BF365	BF495
BDX96		BF194	BF494	BF367	BF198
BDY11	BDY20	BF195	BF495	BF384	*BF183*
BDY12	*BD131*	BF196	BF198	BF385	*BF181*
BDY13	*BD131*	BF197	BF199	BF394	BF240
BDY15	*BD131*	BF198		BF395	BF241
BDY16	*BD131*	BF199		BF450	
BDY17	BD182	BF200		BF451	
BDY18	BD183	BF206	2N918	BF456	*BF336*
BDY19	BD183	BF214	BF115	BF457	*BF337*
BDY20		BF215	BF115	BF458	
BDY23	BDY20	BF222	*BF115*	BF459	*BF338*
BDY24	*BDY90*	BF223	*BF197*	BF480	
BDY25	BD183	BF224	*BF173*	BF494	
BDY34	BD131	BF225	*BF167*	BF495	
BDY39	*2N3055*	BF230	*BF195*	BFQ10	
BDY50	*BDY92*	BF232	*BF173*	BFQ11	
BDY51	*BDY92*	BF233	BF495	BFQ12	
BDY53	*BDY92*	BF234	BF494	BFQ13	
BDY55	*BDY20*	BF235	BF495	BFQ14	
BDY56	*BDY20*	BF237	*BF115*	BFQ15	
BDY58	*BD183*	BF238	*BF115*	BFQ16	
BDY72	*2N4347*	BF240		BFR18	BFY55
BDY73	BDY20	BF241		BFR19	BFY55
BDY74	BD183	BF244A		BFR29	
BDY77	*BD183*	BF244B		BFR30	
BDY78	BD183	BF244C		BFR31	
BDY79	BD183	BF245A		BFR53	
BDY90		BF245B		BFR57	*BF336*
BDY91		BF245C		BFR58	*BF337*
BDY92		BF248	2N2221	BFR59	*BF338*
BDY93		BF249	2N2906A	BFR64	
BDY94		BF251	BF167	BFR65	
BDY96		BF252	BF167	BFR84	
BDY97		BF254	BF494	BFR90	
BF115		BF255	BF495	BFR91	
BF118	*BF338*	BF256A		BFR92	
BF119	*BF337*	BF256B		BFR93	
BF120	*BF179*	BF256C		BFR94	
BF121	*BF196*	BF257	BF336	BFS17	
BF123	*BF197*	BF258	BF337	BFS18	
BF125	*BF197*	BF259	BF338	BFS19	
BF127	*BF197*	BF260	*BF200*	BFS20	
BF131	BF182	BF261	*BF196*	BFS21	
BF133	BF183	BF262	BF180	BFS21A	
BF134	BF200	BF263	BF181	BFS22	BFS22A
BF140	BF178	BF264	BF200	BFS22A	
BF152	BF183	BF268	BFY90	BFS23	BFS23A
BF153	*BF495*	BF270	*BF167*	BFS23A	
BF154	*BF196*	BF271	*BF173*	BFS28	
BF155	*BF180*	BF272	2N2906	BFS48	BFS93
BF158	BF173	BF273	*BF241*	BFS52	*2N2904*
BF159	BF173	BF287	*BF167*	BFS53	*2N2905*
BF160	*BF495*	BF288	*BF167*	BFS64A	2N2907A
BF161	*BF183*	BF293	*BF173*	BFS64B	2N2906
BF162	*BF200*	BF294	BD115	BFS65A	BSX20
BF163	BF196	BF297	BF336	BFS70	BFW13
BF164	BF196	BF302	BF198	BFS71	BFW11
BF165	BF185	BF303	BF199	BFS72	2N3823
BF166	BF200	BF304	BF196	BFS73	BFW10
BF167		BF305	BF337	BFS74	2N4856
BF168	BF173	BF306	*BF196*	BFS75	2N4857
BF169	*BF115*	BF310	*BF181*	BFS76	2N4858
BF170	BF186	BF311	*BF197*	BFS77	2N4859
BF173		BF314	*BF200*	BFS78	2N4860
BF174	BF178	BF322	2N2221	BFS79	2N4861
BF175	BF167	BF323	2N2906A	BFS80	BFW10
BF176	BF173	BF324		BFS92	
BF177	BF336	BF334	BF240	BFS93	
BF178	BF337	BF335	BF241	BFS94	
BF179	BF338	BF336	BF336	BFS95	
BF180		BF337	BF337	BFT24	
BF181		BF338	BF338	BFT25	
BF182		BF341	*2N2904*	BFV10	2N2221
BF183		BF342	*BF450*	BFV11	2N2222
BF184		BF343	*BF451*	BFV12	2N2222A
BF185		BF357	BFY90	BFV20	2N2906
BF186	*BF337*	BF362		BFV21	2N2907

tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución
BFV22	2N2907A	BFY15	BFY52	BLY83	
BSV23	2N2904; 2N2905	BFY17	*2N2218*	BLY84	
BSV24	2N2904; 2N2905	BFY18	BSW41	BLY87	BLY87A
BFV63	2N2222A	BFY19	BCY56	BLY87A	
BFV64	2N2907	BFY27	*2N2222A*	BLY88	BLY88A
BFV67	*BSX20*	BFY33	BFY51	BLY88A	
BFV69	2N918	BFY34	2N1613	BLY89A	
BFV82	BSX19	BFY37	*BCY57*	BLY90	
BFV83	BSX19	BFY38	BSX21	BLY91	BLY91A
BFV85	2N2222	BFY39	BSW41	BLY91A	
BFV86	2N2907	BFY40	2N2218	BLY92	BLY92A
BFV87	2N2368	BFY41	2N2218A	BLY92A	
BFV88	BSX60	BFY43	*BSW68*	BLY93	BLY93A
BFW10		BFY45	*BSW66*	BLY93A	
BFW11		BFY46	2N2905A	BLY94	
BFW12		BFY50		BO850	BY126
BFW13		BFY51		BPX25	
BFW16	BFW16A	BFY52		BPX29	
BFW16A		BFY53	BFY55	BPX40	
BFW17	BFW17A	BFY55	2N2297	BPX41	
BFW17A		BFY56	BSX61	BPX42	
BFW19	*2N3866*	BFY57	BSW67	BPX66P	
BFW20	*2N2907A*	BFY63	*2N2218*	BPX70	
BFW22	2N2484	BFY64	*2N2905*	BPX71	
BFW29	*2N2218A*	BFY65	BF177	BPX72	
BFW30		BFY66	2N918	BPX95	
BFW31	*2N2905A*	BFY67	2N1613	BPW22	
BFW32	*2N2222*	BFY68	2N1711	BPW23	
BFW45		BFY70	2N3924	BR101	
BFW47	2N3553	BFY72	2N2219	BRY20	BRY39
BFW61		BFY74	2N1711	BRY39	
BFW63	BF167	BFY75	2N2222A	BRY39(SCS)	
BFW69	*2N3553*	BFY76	2N2484	BRY39(PUT)	
BFW71	BFW16A	BFY77	2N2484	BSS10	BSX20
BFW73	BFW16A	BFY78	*BSX19*	BSS11	2N2369A
BFW74	BFW17A	BFY79	*BF173*	BSS12	BSX20
BFW75	BFW17A	BFY80	*BSX21*	BSS14	BFX34
BFW76	BFW17A	BFY85	BCY87	BSS19	*BSS38*
BFW77	BFW16A	BFY88	BFW17A	BSS20	*BSS38*
BFW78	BFW17A	BFY89	2N3570	BSS26	2N2222
BFW92		BFY90		BSS38	
BFW93		BFY91	BCY88	BSS40	
BFX12	2N2905A	BFY92	BCY89	BSS41	
BFX13	2N2905A	BFY99	*BFW16A*	BSS50	
BFX20	*BF183*	BG1895-541		BSS51	
BFX21	*BF180*	BG1895-641		BSS52	
BFX29	2N2905A	BLW60		BSS68	
BFX30	2N2905A	BLW64		BSV15	
BFX33	2N2218	BLX13		BSV16	
BFX34		BLX14		BSV17	
BFX37	2N2907A	BLX15		BSV52	
BFX38	2N2905A	BLX65		BSV59	BSX59
BFX39	2N2904	BLX66		BSV64	
BFX41	2N2904	BLX67		BSV69	BSX59
BFX43	BFX89	BLX68		BSV78	
BFX44	BFX89	BLX69A		BSV79	
BFX48	*2N2905*	BLX91		BSV80	
BFX55	BFY55	BLX92		BSV81	
BFX59	BFX89	BLX93		BSV95	BSX59
BFX60	BF173	BLX94A		BSV96	BC636
BFX61	BFY55	BLX95		BSV97	BC638
BFX62	BFY90	BLX96		BSV98	BC640
BFX63	BFR29	BLX97		BSW10	2N2218A
BFX68	2N1711	BLY12	2N3442	BSW19	BCY71
BFX69	2N1613	BLY14	2N3375	BSW21	BCY72
BFX73	*BFX89*	BLY15	*2N3632*	BSW22	*BC177*
BFX85	BSW66	BLY20	*2N3375*	BSW23	2N2904
BFX86	BFY50	BLY22	*2N3632*	BSW24	2N2906
BFX87	2N2904A	BLY37	BLX93	BSW26	*BSX59*
BFX88	2N2904	BLY38	BLX67	BSW27	*BSX59*
BFX89	BFX44	BLY53	BLX68	BSW28	BSX59
BFX94	2N2221	BLY57	2N3926	BSW29	BSX60
BFX95	2N2222	BLY58	*2N3927*	BSW36	2N2907A
BFX96	*2N2218*	BLY59	2N3375	BSW37	2N2894
BFX97	*2N2219*	BLY60	2N3632	BSW41	
BFX98	*BSW68*	BLY61	2N3866	BSW50	*2N2218*
BFY10	*BFY50*	BLY62	2N3927	BSW51	2N2218
BFY11	*BFY50*	BLY63	BLY88A	BSW52	2N2219
BFY12	BFY51	BLY74	*2N3632*	BSW53	2N2218A
BFY13	BFY50	BLY76	BLX92	BSW54	2N2219A

tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución
BSW60	2N2221	BSY21	BSX20	BTX95*	
BSW61	2N2221	BSY22	*BSX20*	BTY80 – 91	BTW38*
BSW62	2N2222	BSY23	*BSX20*	BTY87*	BTW45*
BSW63	2N2221A	BSY25	2N2218	BTY91*	BTW45*
BSW64	2N2222A	BSY26	*BSX19*	BTY92 – 99	BTW23/600R
BSW66		BSY27	BSX20	BU111	*BU126*
BSW67		BSY28	BSX20	BU113	*BU126*
BSW68		BSY29	BSX20	BU126	
BSW69	BSS38	BSY34	*BSX61*	BU132	
BSW72	2N2906	BSY38	BSX20	BU133	
BSW73	2N2907	BSY39	BSX20	BU204	
BSW74	2N2906	BSY44	*2N1613*	BU205	
BSW75	2N2907	BSY45	*BSW67*	BU206	
BSW82	2N2221	BSY46	*BSW67*	BU207A	
BSW83	2N2222	BSY51	2N2218	BU208A	
BSW84	2N2221A	BSY52	2N1711	BU209A	
BSW85	2N2222A	BSY53	*2N1613*	BU326	
BSW88	BC147	BSY54	*2N1711*	BUY12	*2N3442*
BSW89	BSX19	BSY55	BSW67	BUY16	*2N3055*
BSW91	BSX20	BSY58	2N2218	BUY17	*2N3055*
BSW93	BSX61	BSY62	BSX20	BUY46	*BDY20*
BSW94	2N2894	BSY63	BSX20	BUY47	*2N3442*
BSX19		BSY68	BSX21	BUY51	*2N3772*
BSX20		BSY70	BSX19	BY101	BY126
BSX21		BSY71	2N2219A	BY102	BY127
BSX22	BSX60	BSY72	*BCY57*	BY103	*BY127*
BSX23	*BFX34*	BSY73	*BCY57*	BY104	*BY127*
BSX24	*BSW41*	BSY74	*BCY57*	BY105	*BY127*
BSX25	*BSW41*	BSY75	2N2221	BY108	*BY127*
BSX26	2N2369	BSY76	2N2222	BY109	*BY127*
BSX27	BSX20	BSY77	BSV64	BY112	BY126
BSX28	BSX20	BSY78	BSX21	BY113	BY127
BSX30	BSX60	BSY79	BF337	BY115	BY126
BSX32	2N2218A	BSY80	BCY57	BY116	BY126
BSX33	2N2218A	BSY81	BFY52	BY117	BY127
BSX35	BSX20	BSY82	*2N2219*	BY125	BY126
BSX36	2N2907	BSY83	*2N2218A*	BY126	
BSX38	*2N2222*	BSY84	2N2219A	BY127	
BSX39	BSX20	BSY85	*BSV64*	BY128	BY127
BSX40	2N2904	BSY86	BSW67	BY129	BY127
BSX41	2N2905	BSY87	BSW67	BY130	BY126
BSX44	BSX20	BSY88	BSV64	BY133	*BY127*
BSX45	*2N2218A*	BSY90	2N2219	BY134	*BY127*
BSX46	BSW66	BSY91	*BSX60*	BY135	*BY127*
BSX48	*2N2221*	BSY92	2N2219A	BY140	BY176
BSX49	*2N2222A*	BSY93	2N2222	BY144	BY176
BSX51	2N2222	BSY95	BSX20	BY151	*BY127*
BSX52	*2N2222*	BSY96	2N2369	BY152	*BY127*
BSX53	2N2222	BSY99	2N929	BY156	*BY127*
BSX54	2N2222	BT126		BY158	BY126
BSX59		BT128*		BY164	
BSX60		BT129*		BY177	*BY127*
BSX61		BTW23*		BY178	*BY127*
BSX62	BSX59	BTW24*		BY179	
BSX63	*BFY50*	BTW26*	BTX94*	BY184	
BDX66	2N2368	BTW30*		BY188	
BSX71	BSX21	BTW31*		BY206	
BSX72	2N2219	BTW32*		BY207	
BSX73	*2N3924*	BTW33*		BY208	
BSX74	2N2219	BTW34*		BY209	
BSX75	BSW41	BTW38*		BY223	
BSX78	*2N2222*	BTW40*		BY225	
BSX79	BCY59	BTW42*		BY409	
BSX87	BSX20	BTW43*		BY476	
BSX88	BSX19	BTW45*		BY219	BYX38-1200
BSX89	BSX19	BTW47*		BY242	BY127
BSX90	*BSX19*	BTW92*		BY264	BYX36-150
BSX91	BSX20	BTX18*		BY1002	BY127
BSX92	*2N2368*	BTX37	BTW24*	BYX10	
BSX93	*2N2369*	BTX38	BTW23*	BYX13*	BYX96*
BSX94	BSX20	BTX47	BTW47*	BYX15	BYX97-1200
BSX95	2N1711	BTX48	BTW92*	BYX16	BYX97-1200R
BSX96	*2N1711*	BTX49	BTW23*	BYX20/200	BYX46-200
BSX97	2N2218	BTX50	BTW23*	BYX22*	
BSY10	2N1613	BTX64	BTW23*	BYX25*	
BSY11	2N930	BTX65	BTW23*	BYX26	BYX36-300
BSY17	BSX19	BTX66	BTW23*	BYX28/400	BYX96-600
BSY18	*BSX20*	BTX81	BTW92*	BYX30*	
BSY19	*BSX20*	BTX82	BTW24*	BYX32*	
BSY20	BSX19	BTX94*		BYX35	

tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución
BYX36*		BZY95*		CQY50	
BYX38*		BZY96*		CQY52	
BYX39*		BZZ10	BZX79*	CQY53	
BYX42*		BZZ11	BZX79*	CQY54	
BYX45*		BZZ12	BZX79*	CQY58	
BYX46*		BZZ13	BZX79*	CQY59	
BYX47*	BYX35	BZZ14	BZX79*	CQY61	
BYX49*		BZZ15	BZX79*	CQY81	
BYX50*		BZZ16	BZX79*	CST1773	BD181
BYX55*		BZZ17	BZX79*	CTD1104	BD181
BYX56*		BZZ18	BZX79*	CTP1003	ASZ96
BYX60/200	BAX15	BZZ19	BZX79*	CTP1004	BD181
BYX60/400	BA145	BZZ20	BZX79*	CTP1005	BD181
BYX62/600R	BYX30-600R	BZZ21	BZX79*	CTP1006	ASZ92
BYX71*		BZZ22	BZX79*	CTP1104	BD181
BYX90*		BZZ23	BZX79*	CTP1105	BD181
BYX91*		BZZ24	BZX79*	CTP1106	BD181
BYX96*		BZZ25	BZX79*	CTP1107	BD181
BYX97*		BZZ26	BZX79*	CTP1108	BD181
BYX98*		BZZ27	BZX79*	CTP1109	BD181
BYX99*		BZZ28	BZX79*	CTP1111	ASZ96
BYY15	BYX97-900	BZZ29	BZX79*	CTP1514	BD181
BYY16	BYX97-900R	C11A – 11S	BTW38*	CTP1551	ASZ96
BYY21	BYX30-200R	C15	BA102	CV425	OA91
BYY22	BYX96-600	C15G	BTW38-400R	CV442	AA119
BYY23	BYX96-600R	C20	BA102	CV448	OA91
BYY24	BYX96-600	C35A – 35S	BTY91*	CV1353	OA91
BYY25	BYX96-600R	C36A – 36S	BTW92*	CV1354	OA95
BYY31 – 37	BY127	C45M	BTW23-600R	CV2389	AC125
BYY69 – 78	BYX96*	C50A – 50S	BTW23*	CV2400	AC125
BYY88 – 92	BY127	C180M	BTX41-800R	CV3524	BAX16
BYY93 – 96	BYX32*	C180N	BTX41-800R	CV3924	OA95
BYZ10 – 19	BZY48*	C180P	BTX41-1200R	CV5063	OA95
BZ100	BZX87-C10	C180P13	BTX41-1200R	CV5105	AF127
BZ102-1V4	BZX75-C1V6	C1780	BY127	CV5209	BAV10
BZ102-2V1	BZX75-C2V1	CD000	BA100	CV5308	BZX79-C6V2
BZ102-2V8	BZX75-C2V8	CD00080	BA216	CV5323	BAX16
BZ102-3V4	BZX75-C3V6	CD0014	BA216	CV5357	BZX79-C9V1
BZ103 112	BZX79*	CD0099	BA216	CV5378	BZX79-C5V6
BZV10		CDG00	BA100	CV5379	BZX79-C7V5
BZV11		CDT1311	BDX96	CV5439	BC178
BZV12		CDT1313	BDX96	CV5447	BC177
BZV13		CER68	BY126	CV5710	AF124
BZV14		CER69	BY126	CV5712	BC177
BZV15		CER72	BY127	CV5713	AC132
BZV38		CER720	BY127	CV5815	BZX79-C4V7
BZW86*		CG1C	OA95	CV5816	BZX79-C6V8
BZW91*		CG1E	OA95	CV5829	BZX79-C8V2
BZW93*		CG4E	OA95	CV5848	BCY34A
BZX10 – 16	BZX79*	CG12E	OA90	CV5855	OA95
BZX18 – 27	BZX79*	CG41H	OA95	CV5864	BAX13
BZX29*	BZX87*	CG42H	OA95	CV5875	BDX92
BZX51*	BZX79*	CG44H	OA95	CV5876	BDX96
BZX55*		CG50H	OA95	CV5930	BZX79-C12
BZX61*	BZX87*	CG60H – 64H	OA90	CV5953	BAV10
BZX67*	BZY93*	CG83H	AAZ17	CV5965	BCX79-C6V2
BZX70*		CK705	OA90	CV7001	AC132
BZX71*	BZX79*	CK707	OA90	CV7002	AC132
BZX75*		CK708	OA90	CV7005	BC177
BZX79*		CK713A	OA90	CV7006	AC132
BZX84*		CK790	BCY33A	CV7008	BC179
BZX87*		CNY22		CV7010	BD181
BZX90		CNY23		CV7027 – 7030	BC127
BZX91		CNY42		CV7040	BAX16
BZX92		CNY43		CV7041	OA95
BZX93		CNY44		CV7043	BCY33A
BZY14 – 21	BZX79*	CNY46		CV7044	BCY34A
BZY56 – 63	BZX79*	CNY47		CV7047	BAV10
BZY64 – 69	BZX79*	CNY47A		CV7048	BAV10
BZY74	BZZ15	CNY48		CV7054	BD181
BZY75	BZY93-C7V5	CODI538	BY127	CV7076	BAX13
BZY76	BZY93-C9V1	CODI618	BY127	CV7083	BDX96
BZY78	BZX90	CP704	2N3772	CV7084	BDX92
BZY83*	BZX79*	CQY11B		CV7085	BDX96
BZY85*	BZX79*	CQY24		CV7086	BDX96
BZY88*	BZX79*	CQY24A		CV7087	ASY27
BZY91*		CQY46		CV7099 – 7105	BZY88*
BZY92*	BZX87*	CQY47		CV7111	ASY73
BZY93*		CQY49B		CV7112	ASY74
BZY94*	BZX79*	CQY49C		CV7113	BY127

tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución
CV7114	BY127	DS159	OA90	FST2/8	BY127
CV7117	*BCY31A*	DS160	OA90	G2	OA90
CV7118	AC132	DS161	OA90	G2,5/9	OA95
CV7127	BAV10	DS604	OA90	G4/10	OA90
CV7130	OA91	DS611	OA90	G5/2	AA119
CV7141	BZY88-C4V3	DS621	OA90	G5/4	OA95
CV7142	BZX79-C9V1	DS1601	OA90	G5/5	AA119
CV7143	BZX79-C9V1	DS1604	OA90	G5/6	OA95
CV7144	BZX79-C12	DS1606	OA90	G5/61	OA95
CV7311 – 7320	BYX38*	DZ10A	BZX79-C9V1	G5/65	AA119
CV7321	2-AC132	DZ12A	BZX79-C12	G5/103	AA119
CV7332	BAX16	E11	*BY127*	G5/104	OA95
CV7338	*BCY70*	E21	*BY127*	G5/105	AA119
CV7347	*BCY34A*	E41	*BY127*	G5/161	OA95
CV7348	2N1302	E61	*BY127*	G6HZ	BYX39-600
CV7349	2N1304	E81	*BY127*	G8HZ	BYZ39-800
CV7350	2N1306	E101	*BY127*	G26	OA90
CV7351	2N1308	E107	AA119	G48	AA119
CV7353	2N1305	EA080	BY127	G50	OA95
CV7354	2N1307	ED3	AA119	G51	AA119
CV7355	2N1309	ED1401A	BC408A	G53	OA90
CV7363	*BCY34A*	ED1401B	BC408B	G60	OA95
CV7364	BAV10	ED1401C	BC408C	G63	OA95
CV7369	OA91	ED1601C	BC418B	G65	OA95
CV7389	BAX13	ED1800	AA119	G66	OA95
CV8035	OA90	ED1892	OA90	G67	OA95
CV8036	OA91	ED1903	OA95	G68	OA95
CV8086	BAV10	ED2102	OA90	G69	OA95
CV8099	BZX79-C7V5	ED2848	BY127	G296	BA148
CV8110	BYX38-600	ED2911	BY127	G498	*AAZ17*
CV8243	OA90	ED2919	BY126	G510	OA95
CV8332	OA90	ED2923	BY127	G580	*AAZ18*
CV8339	BZX79-C5V1	ED3008	BY127	G603	AA119
CV8340	BDX92	EFD108	OA95	G1010(R)	BYX42-300(R)
CV8341	*BD181*	EFD110	AA119	G2010(R)	BYX42-300(R)
CV8342	BDX96	EFD112	AA119	G3010(R)	BYX42-600(R)
CV8356	BDX92	EM501	*BY127*	G4010(R)	BYX42-900(R)
CV8510	BZX79-C7V5	EM502	*BY127*	G5010(R)	BYX42-900(R)
CV8992	BYX10	EM504	*BY127*	G6010(R)	BYX42-900(R)
D1B	AA119	EM506	*BY127*	GA1	OA95
D1E	OA95	EM508	*BY127*	GA100	AA119
D1SA	OA95	EM510	*BY127*	GA101	AA119
D1W	AA119	EM513	*BY127*	GA104	OA95
D4	BY127	ER41	BY126	GD1E	OA95
D6HZ	BY127	ER81	BY127	GD1P	2-AA119
D8HZ	BY127	ER308	BY127	GD1Q	OA95
D15A	BY127	ERD800	BY127	GD2E	OA95
D15C	BY127	ESM100	*BY126*	GD2Q	OA95
D18	BY126	F8	*BY127*	GD3	OA90
D25C	BY126	F11	BY127	GD3E	OA95
D45C	BY126	F12	BYX38-300	GD3/71	AAZ15
D65C	BY126	F21	BYX22-600	GD4	AA119
D85C	BY127	F22	BYX38-300	GD4E	OA95
D105C	*BY127*	F41	BYX22-600	GD4S	OA95
D125C	BY127	F42	*BY127*	GD5	AA119
D400	*BY126*	F61	*BY127*	GD5E	OA95
DD006	BY126	F82	BYX38-1200	GD6	OA90
DD056	BY126	F100	BAX16	GD6E	AA119
DD058	BY127	FBO50	*BY164*	GD8	OA95
DD236	BY126	FD3 to 7	*AAZ18*	GD8E	AAZ15
DD268	BY127	FD100	*BAW62; BAX13*	GD8F	AAZ15
DK13	*AAZ17*	FD111	*BAW62; BAX13*	GD11E	OA95
DP6	OA90	FD200	*BAV10; BAX16*	GD12	OA90
DP6R	2-AA119	FD600	*BAV10*	GD12E	OA90
DP6C	OA90	FD700	*BAW62; BAX13*	GD13E	AA119
DP7	OA90	FD777	*BAW62; BAX13*	GD71	OA90
DP10	OA90	FD827	*BAV10*	GD71E	OA90
DR5	BZX79-C5V1	FD828	*BAW62*	GD71E2	OA90
DR6	BZX79-C6V2	FD829	*BAW62; BAX13*	GD71E3	OA90
DR7	BZX79-C7V5	FD6666	*BAV10*	GD71E4	OA90
DR100	BY126	FDH600	*BAV10*	GD71E5	OA90
DR128	BA100	FDH666	*BAW56*	GD72	AA119
DR313	OA95	FDH694	*BAW62; BAX13*	GD72E	AA119
DR365	AA119	FDN600	*BAW56*	GD72E3	OA90
DR400	BY126	FDN666	*BAW56*	GD72E4	OA90
DR464	OA95	FDR300	*BYX10*	GD72E5	OA90
DR800	BY127	FDR600	*BAV10*	GD73E	AA119
DS60	OA90	FDR700	*BAW62; BAX13*	GD73E4	AA119
DS61	OA90	FM910	BYX97-600	GD73E5	AA119
DS62	OA90	FST1/4	BY127	GD242A	*BD434*

tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución
GD242B	*BD434*	HS1012	BAV20; BAX16	MA23A	AA119
GD242C	*BD434*	HS1395	BAV20; BAX16	MA23B	AA119
GD242D	*BD434*	HS2043	BZY88-C4V3	MA23C	AA119
GEX12	OA90	HS2047	BZX79-V4V7	MA51	*AA119*
GEX13	OA95	HS2051	BZX79-C5V1	MA51A	AA119
GEX23	OA95	HS2056	BZX79-C5V6	MA125	BY126
GEX24	OA95	HS2062	BZX79-V6V2	MA215	BY127
GEX34	AA119	HS2068	BZX79-C6V8	MA4060D	BYX35
GEX35	AA119	HS2075	BZX79-C7V5	MC19	BAV20
GEX36	OA90	HS2082	BZX79-C8V2	MC22	BAX12
GEX37	OA90	HS2085	BZX79-C8V2	MC140	BD135
GEX39	OA90	HS2091	BZX79-C9V1	MC150	BD136
GEX44	OA95	HS2120	BZX79-C12	MC800	BD135
GEX45	OA95	ITT600	*BAV62*	MC810	BD137
GEX45/1	OA95	IWP	BY127	MC900	BD136
GEX45/2	OA95	JCN1	BY126	MC910	BD136
GEX54	OA95	JCN2	BY126	MC2396	BA100
GEX58	OA95	JCN4	BY126	MEU22	BDY96
GEX61	OA95	JCN7	BY127	MHT4515	2N3553
GEX66	*AA119*	K2,5/9	OA95	MJ900	BDX62
GEX71	*AAZ18*	K4/10	BYX97-600	MJ901	BDX62A
GEX941	*AAZ15*	K5/4	BYX97-600	MJ1000	BDX63
GEX942	*AAZ15*	K5/5	BYX97-600	MJ1001	BDX63A
GEX943	*AAZ15*	K5/6	BYX97-1200	MJ1800	*BDY98*
GEX944	*AAZ15*	K5/61	BYX97-1200	MJ2500	BDX64
GEX945	*AAZ15*	K5/62	BYX97-1200	MJ2501	BDX64A
GEX946	*AAZ15*	K5/161	BZY93*	MJ3000	BDX65
GEX951	*AAZ18*	K540	BZX79-C6V2	MJ3001	BDX65A
GEX952	*AAZ18*	K1040	BZX79-C6V8	MJ3029	*BDY95*
GR1	BYX50-200	K2040	BZX79-C6V2	MJ3030	*BU133*
GR2	BYX50-300	K3040	BZX79-C7V5	MJ4000	BD263
GR2010	BYX30-200	K4040	BZX79-C8V2	MJ4001	BD263A
GR3010	BYX30-300	K5040	BYX97-1200	MJ4010	BD262
GR4010	BYX30-400	K6040	BYX97-1200	MJ4011	BD262A
GSD2	OA95	KR50 – 58	BZY93*	MJ4030	BDX66
GSD2/5/9	OA91	KS37A	BZX79-C6V2	MJ4031	BDX66A
GSD4/10	OA95	KS38A	BZX79-C6V8	MJ4032	BDX66B
GSD4/12	OA95	KS38B	BZX79-C6V2	MJ4033	BDX67
GSD5/6	OA95	KS39A	BZX79-C7V5	MJ4034	BDX67A
GSD5/61	OA95	KS40A	BZX79-C8V2	MJ4035	BDX67B
GSD5/62	OA95	KS40B	*BZX79-C7V5*	MJE101	*BD132*
GSD9	OA95	KSKE125C/500	BY127	MJE105	*BD132*
GX54	OA95	LT5093	BDX96	MJE201	*BD131*
GZ10A	BZZ20	M0	*BAX12*	MJE205	*BD131*
GZ12A	BZZ22	M4HZ	BY127	MJE700	BD262
GZ15A	BZZ24	M8HZ	BY127	MJE701	BD262
GZ18A	BZZ26	M12	BY126	MJE702	BD262A
GZ22A	BZZ28	M14	BAX15	MJE703	BD262A
H2	*BD181*	M22	*BAV21*	MJE800	BD263
H3	*BD181*	M24	*BA148*	MJE801	BD263
H4	*BD181*	M34	*BA148*	MJE802	BD263A
HD16A	OA90	M42	BYX10	MJE803	BD263A
HD2053	OA95	M44	*BYX10*	MM4	BY126
HD2057	OA95	M62	BY126	MM1549	BLX92
HD2060	OA95	M64	*BY126*	MM1550	BLX93
HD2063	OA95	M69	*BYX48-300*	MM1551	BLX94
HD6005	OA200	M70	*BYX48-600*	MM1557	BLY91A
HDS395	BA100	M72D	BY127	MM1558	BLY92A
HE3593	BA100	M82	*BYX10*	MM1559	BLY93A
HG1005	OA95	M84	*BYX10*	MM1601	BLY87A
HG1012	OA90	M102	BY127	MMR6/4	BDX96
HG5008	*AAZ17*	M104	*BYX10*	MMR6/6	BDX96
HG5087	*AAZ17*	M550	OA91	MMR6/12	*BD181*
HG5095	*AAZ15*	M550A	OA95	MN24	*BD181*
HG5808	*AAZ17*	M550B	OA95	MN25	*BD181*
HJ35	BDX92	M720B	BY127	MN26	*BD181*
HMG789	BAV20; BAX16	M820	OA91	MPS6513	BC107
HMG3593	BA100; BAV18	M1230	OA91	MPS6514	BC148
HMN3593	BAV20; BAX16	M3100	OA95	MPSU01	*BD137*
HMR3593	BAV20; BAX16	M6100	OA91	MPSU05	*BD137*
HMS3593	BAV20; BAX16	M34A	OA95	MPSU06	*BD139*
HS101	BAV20; BAX16	M38A	OA95	MPSU51	*BD138*
HS1004	BAV20; BAX16	M52	AA119	MR31	BA145
HS1005	BAV20; BAX16	M51/1N51	AA119	MSS1000	*BA216 BA316*
HS1006	BAV20; BAX16	M54A	OA95	MSS1001	*BA216 BA316*
HS1007	BAV20; BAX16	M54A/1N54C	BAW62 1N4148	MT14	BY127
HS1008	BAV20; BAX16	M56/1N56	BAV10	MT21	BY127
HS1009	BAV20; BAX16	M81/1N81	OA95	MT24	BY126
HS1010	BAV20; BAX16	M95/1N95	1N4148	MT44	BY127
HS1011	BAV20; BAX16	M102	BY127	MT64	BY127

tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución
MT84	BY127	OA182	*AAZ15*	OC305-2	*AC126*
MT1060	2N3570	OA186	BAW62	OC306-1	*AC125*
MTC70	AC132	OA199	AA119	OC306-2	*AC125*
MTC71	AC126	OA200	BAV18	OC306-3	*AC125*
MTC72	AC132	OA202	BAV20	OC308	AC128
MTC76	AC128	OA204	BAV18	OC310	AC128
MZ5A	BZX79-C5V6	OA210 – 213	BYX38*	OC318	AC128
MZ6K	BZX79-C6V2	OA214	BY127	OC364	BC179
MZ8A	BZX79-C8V2	OA215	*BYX38-600*	OC400	*ASY27*
MZ10A	BZX79-C10	OA216	*BYX38-300*	OC410	*ASY27*
MZ12A	BZX79-C12	OA250	*BYX97-600*	OC449K	ACZ12
MZ15A	BZX79-C15	OA251	*BYX97-600*	OC601	AC125
MZ18A	BZX79-C18	OA252	*BYX97-600*	OC602	AC125
MZ22A	BZX79-C22	OA257	OA90	OC602S	AC132
MZ33A	BZX79-C33	OA258	OA90	OC603	AC126
MZ39A	BZX79-C39	OA260	*BYX97-600*	OC604	AC126
MZ500-9	BZX79-C5V1	OA261	OA95	OC604S	AC128
MZ500-11	BZX79-C6V2	OA265	OA95	OC701	*BCY31*
MZ1016	BZX79-C16	OA266	OA95	OC810	*AC125*
MZ4615	*BZX75-C2V1*	OAZ200 – 227	BZX79*	OC811	AC125
MZ4616	*BZX75-C2V1*	OAZ208	BZY88C-4V3	OC6015	AC125
MZ4618	*BZX75-C2V8*	OAZ222	BZX87-C5V6	OD603	*BD181*
MZ4619	*BZX75-C2V8*	OAZ224	BZX87-C6V8	OD150	*BD181*
MZ4620	BZY88-C3V3	OAZ228	BZY93-C10	OD604	*BD181*
MZ4621 – 4627	BZY 88*	OAZ230	BZY93-C12	OD605	*BD181*
MZZ92*	BZY96*	OAZ240 – 247	BZY79*	ORP10	
NA85	BY127	OAZ268	BZY88-C4V3	ORP13	
NS662	*BC177*	OAZ269	BZY79-C5V1	ORP60	
NU34	OA95	OAZ270 – 273	BZY79*	ORP61	
NU38	OA95	OAZ291	BZY93-C7V5	ORP62	
NU58	OA95	OAZ292	BZY93-C9V1	ORP66	
NV34	OA95	OC13	*AC125*	ORP68	
NV38	OA95	OC14	*AC126*	ORP69	
NV58	OA95	OC16	*AD162*	OS33	BA100
OA5	AAZ15	OC19	*BD181*	OS34	OA202
OA7	AAZ17	OC22 – 27	*BD181*	OS35	OA202
OA9	AAZ18	OC28	BDX96	OSB9110	
OA10	*AAZ17*	OC29	BDX92	OSB9210	
OA21	OA90	OC30	*BD181*	OSB9310	
OA45	BAV10	OC33	*AC125*	OSB9410	
OA47	*AAZ17*	OC34	AC125	OSM9110	
OA48	BAV10	OC35	BDX92	OSM9210	
OA49	BAV10	OC36	BDX96	OSM9310	
OA50 – 61	OA95	OC38	AC132	OSM9410	
OA65	OA95	OC41	ASY27	OSS9110	
OA70	OA90	OC42	ASY27	OSS9210	
OA71	OA95	OC43	*ASY27*	OSS9310	
OA72	AA119	OC46	*ASY26*	OSS9410	
OA73	OA90	OC47	*ASY27*	OX3003	AC125
OA74	OA95	OC65	AC125	OX3004	AC132
OA79	AA119	OC66	AC126	OY100	BY127
OA80	OA91	OC70	AC125	OY101	BY127
OA81	OA95	OC71	AC125	OY241	BY127
OA85	OA90	OC72	AC132	OY252 – 257	BY127
OA86	*OA95*	OC73	AC126	OY312 – 317	BY127
OA87	OA95	OC74	AC128	OY5061 – 5067	BY127
OA90		OC75	AC126	P6	BY127
OA91	OA95	OC78	*AC128*	P6HZ	BYX96-1000R
OA92	OA95	OC79	AC132	P6RP8	BY127
OA95		OC79C	ASY73	P100	BY126
OA96	BAW62	OC80	*AC126*	PA340	BY126
OA100-30	OA95	OC81 – 85	*AC128*	PH1108	BY127
OA126	BZX79-C4V7	OC110	*AC125*	PH1012	BY127
OA126-4	BZX88-C3V9	OC120	*AC125*	PH1021	BY126
OA126-5		OC122	*AC126*	PS125	*BY126*
126-12	BZX79*	OC123	*AC125*	PS140	BY126
OA126-14	BZX79-C15	OC130	AC125	PS2247	BY126
OA126-18	BZX79-C18	OC139	*ASY73*	PT1558	2N3553
OA127	AAZ18	OC140	*ASY74*	PT4416	*BD181*
OA128	*AAZ17*	OC141	*ASY75*	Q6	AC132
OA129	*AAZ17*	OC202	*ASY27*	Q7	AC132
OA130	*AAZ15*	OC203	*BCY34*	Q8	AC132
OA150	OA95	OC302	*AC128*	QZ5-6	*BZX79-C5V6*
OA159	AA119	OC303	*AC125*	RD13B	BZX87-C12
OA160	OA90	OC304	*AC125*	RL31	OA95
OA161	*OA95*	OC304-1	*AC125*	RL31G	AA119
CA172	2AA119	OC304-2	*AC125*	RL32	OA95
OA174	OA95	OC304-3	*AC125*	RL32G	AA119
OA179	AA119	OC305-N	AC125	RL33	AA119
OA180	*AAZ17*	OC305-1	*AC126*	RL33D	AA119

tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución
RL34	OA95	SFD108	OA95	TF5	*BAW62*
RL34G	OA95	SFD110	AA119	TF6	1N914
RL41	OA90	SFD112	AA119	TF7	*BAW62*
RL41G	OA90	SFD113	AA119	TF11	BA100
RL43	OA95	SFD115	AA119	TF20	BAX16
RL43G	OA95	SFD119	BAV10	TF21	*BAX15*
RL44	OA95	SFD121	AAY21	TF22	OA202
RL44G	OA95	SFD122	AAZ17	TF23	BA145
RL49	OA90	SFD125	AAZ15	TF44	BAX13
RL52	AA119	SFD127	*AAZ17*	TF49	ASY27
RL143	OA95	SFD129	AAZ18	TF51	BAV10
RL231	OA95	SFD132	*AAZ17*	TF75	BAW62; 1N4448
RL232	AA119	SFD135	AAZ15	TF77/60	BDX96
RL329	AA119	SFD180	BAV20, BAX16	TF78	*AD181*
RL349	OA90	SFD181	BAV20, BAX16	TF78/30	*BD434*
RL419	OA90	SFD182	AA119	TF78/60	*BD434*
RL439	OA95	SFR125	AAZ15	TF80	*AD181*
RL449	OA95	SFR150	BY126	TF80/30	*AD181*
RN6015	BYX25-1000	SFR151	BY126	TF80/60	BDX96
RPY58A		SFR152	BY126	TF80/80	BDX96
RPY71		SFR153	BY127	TF85	*AD181*
RPY76A		SFR154	BY126	TF90	*AD181*
RPY82		SFR251	BY126	TF90/30	*AD181*
RPY84		SFR252	BY126	TF90/60	*AD181*
RPY85		SFR254	BY126	TF227	BA100
S2AR1	*BY127*	SFR255	BY127	THP45	*AD181*
S2E20	BY126	SFR256	BY127	THP46	*AD181*
S16	*BY126*	SFR264	BY127	THP47	BDX92
S20	BY127	SFR266	BY127	THP50	*AD181*
S21 – 24	BAX16	SFR268	BY127	THP51	*AD181*
S28	BY127	SH1	BY126	THP52	*AD181*
S32 – 35	BAV20;BAX16	SI01	BY127	TI156	*AD181*
S63	BY127	SI03	BY127	TI158	*AD181*
S235	*BY126*	SI5065	BY127	TI160	*AD181*
S243	*BY126*	SK5/02	BY126	TI484	BFY55
S258	BY127	SK3009	*BD181*	TI539	*AD181*
S407	BA100; BAV18	SK3012	*BD181*	TI540	*AD181*
S555G	BAW62	SK3014	*BD181*	TI3027	BDX92
SA131	AC128	SK3016	BY126	TI3028	BDX96
SAY30	BAV18;BAX16	SK3017	BY127	TI3031	BDX96
SAY32	BAV18;BAX16	SK3024	BD137	TIP29A	*BD137*
SAY40	AA119	SK3027	2N3055	TIP30	*BD138*
SAY42	BAV18; BAX16	SLA560	BY127	TIP31	*BD131*
SC8	BY127	SLA604	BY126	TIP32	*BD132*
SCE1	BY126	SLA2616	BY127	TIP45	BSX19
SCE4	BY126	SLA3196	BY127	TIP62	*BC547*
SCE6	BY127	SM280	BY127	TIP110	BD263
SD1	BY126	SR500	*BY127*	TIP111	BD263A
SD1B	BY127	SR500B	*BY127*	TIP112	BD263B
SD2	BY127	SR1692	BY126	TIP115	BD262
SD5	BAV20; BAX16	SR4201	BY127	TIP116	BD262A
SD6	BY127	SV9	BZX79-C9V1	TIP117	BD262B
SD7	BAX16	SV124	BZX79-C5V6	TIP140	BDX67
SD8	BY127	SV128	BZX79-C8V2	TIP141	BDX67A
SD15	BAX16	SV134	BZX79-C12	TIP142	BDX67B
SD30	BAX16	SW05	BY127	TIP145A	BDX66
SD34	OA95	SW05A	BY127	TIP146A	BDX66A
SD38	OA95	SW05B	BY127	TIP147A	BDX66B
SD46	AA119	SW05C	BY127	TJN300/2	*BD181*
SD50	BAX16	SW05S	BY127	TJN300/2A	*BD181*
SD54	OA95	SX561	BAV10	TKF80	BT127
SD60	OA90	SX631	*BY126*	TM56	*BY126*
SD80	BAX16	SX632	*BY127*	TM62	*BY127*
SD92	*BY127*	SX633	*BY127*	TM86	*BY127*
SG94	*BY127*	SX634	*BY126*	TP5006	BTW38/600R
SD96	BY127	SX635	*BY127*	TP6006	BTW38/600R
SD220	BAX16	SX638	*BY127*	TP7006	BTW38*
SD925	BY126	SX641	BAV10	TP8006	BTW38/800R
SEO5A	*BY127*	SX761	BZY91-C33	TR7015	BTW45*· BTW47*
SE32	BA148	SZ6	BZX79-C6V2	TS1	BY126
SF172	*AF239*	SZ7	BZX79-C6V8	TS2	BY126
SF173	*AF239*	SZ8	BZX79-C8V2	TS4	BY126
SF174	*AF239*	SZ9	BZX79-C9V1	TS176	*BD181*
SFD010	AA119	T12G	AAZ17	TSW5010B	BTW23-600R
SFD021	*AAZ17*	T13G	*AAZ17*	TSW5020B	BTW23-600R
SFD037	*AAZ17*	T14G	*AAZ17*	TSW5030B	BTW23-600R
SFD083	BA217	T21G	*AA119*	TSW5040B	BTW23-600R
SFD104	OA90	TCR42C	BTX18-100	TSW5050B	BTW23-600R
SFD106	OA90	TF1	BYX36-150	TSW5060B	BTW23-600R
SFD107	AA119	TF2	BYX36-150	TSW7010B	BTW23-600R

tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución
TSW7020B	BTW23-600R	ZF15	BZX79-C15	ZP20	BZX79-C20
TSW7030B	BTW23-600R	ZF16	BZX79-C16	ZP22	BZX79-C22
TSW7040B	BTW23-600R	ZF18	BZX79-C118	ZP24	BZX79-C24
TSW7050B	BTW23-600R	ZF20	BZX79-C20	ZP27	BZX79-C27
TSW7060B	BTW23-600R	ZF22	BZX79-C22	ZP30	BZX79-C30
UT227	BY127	ZF24	BZX79-C24	ZP33	BZX79-C33
UT3005	BYX49-300	ZF27	BZX79-C27	ZS8	BAW62
VD11	OA90	ZF30	BZX79-C30	ZS10	AA119
VD12	OA90	ZF33	BZX79-C33	ZS12	BZX79-C12
VD13	OA90	ZG3,3	BZY88-C3V3	ZS22A	BZX61-C22
V15/10DP	BD181	ZG3,9	BZY88-C3V9	ZS40	AA119
V15/10P	BD181	ZG4,7	BZX79-C4V7	ZS41	BAW62
V15/20P	BD181	ZG5,6	BZX79-C5V6	ZS47	BZX79-C47
V30/20P	BD181	ZG6,8	BZX79-C6V8	ZS91	BAX16
V30/30P	BD181	ZG8,2	BZX79-C8V2	ZS141	BAX62
V208	BD181	ZG10	BZX79-C10	ZS142	BAW62
V308	BD181	ZG12	BZX79-C12	ZT20	BZX61-C20; BAX87-C20
X6	BZX79-CV2	ZG15	BZX79-C15		
XU604	BY127	ZG18	BZX79-C18	ZT22	BZX61-C22; BZX87-C22
WX1	OA95	ZG22	BZX79-C22		
Z2A51F	BZY96-C5V1	ZG27	BZX79-C27	ZT1708	BSX19
Z2A56F	BZY96-C5V6	ZL3,9	BZY88-C3V9	ZTX311	BSX19
Z2A62F	BZY96-C6V2	ZL4,7	BZY96-C4V7	ZTX342	BSS38
Z2A82F	BZY96-C8V2	ZL5	BZY96-C5V6	ZX5,6	BZX79-C5V6
Z2A75F	BZY96-C7V5	ZL5,6	BZY96-C5V6	ZX6,2	BZX79-C6V2
Z3	BZY88-C3V6	ZL6	BZY96-C6V8	ZX6,8	BZX87-C6V8
Z3K	BXY88-C4V3	ZL6,8	BZY96-C6V8	ZX7,5	BZX79-C7V5
Z4	BZX79-C4C7	ZL7	BZY96-C7V5	ZX8,2	BZX79-C8V2
Z4K	BZX79-C4V7	ZL8	BZY96-C8V2	ZX9,1	BZX79-C9V1
Z4B20	BZX61-C20	ZL8,2	BZX61-C8V2; BZX87-C8V2	ZX10	BZX79-C10
Z4XL18B	BZX61-C18	ZL10	BZX61-C10; BZX87-C10	ZX11	BZX79-C11
Z5	BZX79-C5V6	ZL12	BZX61-C12; BZX87-C12	ZX12	BZX79-C12
Z5K	BZX79-C5V6	ZL15	BZX61-C15; BZX87-C15	ZX13	BZX79-C13
Z6	BZX79-C6V2	ZL18	BZX61-C18; BZX87-C18	ZX15	BZX79-C15
Z6K	BZX79-C6V2	ZL22	BZX61-C22; BZX87-C22	ZX16	BZX79-C16
Z6,2	BZX79-C6V2	ZL27	BZX61-C27; BZX87-C27	ZX18	BZX79-C18
Z6,8	BZX79-C6V8	ZL33	BZX61-C33; BZX87-C33	ZX20	BZX79-C20
Z7	BZX79-C7V5	ZL39	BZX61-C39; BZX87-C39	ZX22	BZX79-C22
Z7K	BZX79-C7V5	ZL47	BZX61-C47; BZX87-C47	ZX24	BZX79-C24
Z8	BZX79-C8V2	ZL56	BZX61-C56; BZX87-C56	ZX27	BZX79-C27
Z8K	BZX79-C8V2	ZL68	BZX61-C68; BZX87-C68	ZX30	BZX79-C30
Z9,1	BZX79-C9V1			ZX33	BZX79-C33
Z10	BZX79-C10	ZM4,7	BZY96-C4V7	ZX36	BZX79-C36
Z11	BZX79-C11	ZM5,6	BZX79-C5V6	ZX39	BZX79-C39
Z12	BZX79-C12			ZX43	BZX79-C43
Z12K	BZX79-C12	ZM6,8	BZX79-C6V8	ZX47	BZX79-C47
Z15	BZX79-C15	ZM8,2	BZX61-C8V2; BZX87-C8V2	ZX51	BZX79-C51
Z15K	BZX79-C15	ZM10	BZX61-C10; BZX87-C10	ZX56	BZX79-C56
Z18	BZX79-C18	ZM12	BZX61-C12; BZX87-C12	ZX62	BZY95-C62
Z18K	BZX79-C18	ZM15	BZX61-C15; BZX87-C15	ZX68	BZY95-C68
Z22	BZX79-C22	ZM18	BZX61-C18; BZX87-C18	0100	BAX12
Z22K	BZX79-C22	ZM22	BZX61-C22; BZX87-C22	0101	BAV20; BAX16
ZA10	BZX61-C10	ZM27	BZX61-C27; BZX87-C27	0111	BAV20; BAX16
ZA68	BZX61-C68	ZM33	BZX61-C33; BZX87-C33	0307	BY127
ZE1V5	BZX75-C1V4	ZM39	BZX61-C39; BZX87-C39	0327	BY127
ZE2	BZX79-C2V1	ZM47	BZX61-C47; BZX87-C47	0500	BAX18
ZE6V9	BZX79-C6V8	ZM56	BZX61-C56; BZX87-C56	0501	BAV20; BAX16
ZE9V4	BZX79-C9V1	ZM68	BZX61-C68; BZX87-C68	0502	BA145
ZE12V7	BZX79-C13			0504	BYX10
ZE17V2	BZX79-C18			0507	BYX10
ZE23V2	BZX79-C24	ZP2,7	BZX75-C2V8	1G27	OA95
ZE31V	BZX79-C30	ZP3	BZX75-C2V8	1G86	OA95
ZF2,7	BZX75-C2V8	ZP3,3	BZY88-C3V3	1G91	OA90
ZF3	BZX75-C2V8	ZP3,6	BZY88-C3V6	1G92	OA90
ZF3,3	BZY88-C3V3	ZP3,9	BZY88-C3V9	1G95	AA119
ZF3,6	BZY88-C3V6	ZP4,3	BZX79-C4V3	1HT180	BY179
ZF3,9	BZY88-C3V9	ZP4,7	BZY88-C4V7	1HY100	BY127
ZF4,3	BZY88-C4V3	ZP5,6	BZX79-C5V6	1N27	OA95
ZF4,7	BZY79-C4V7	ZP6,2	BZX79-C6V2	1N28A	OA95
ZF5,1	BZX79-C5V1	ZP6,8	BZX79-C6V8	1N30	OA95
ZF5,6	BZX79-C5V6	ZP7,5	BZX79-C7V5	1N32A	OA95
ZF6,2	BZX79-C6V2	ZP8,2	BZX79-C8V2	1N34	OA95
ZF6,8	BZX79-C6V8	ZP9,1	BZX79-C9V1	1N35	AA119
ZF7,5	BZX79-C7V5	ZP10	BZX79-C10	1N36	AA119
ZF8,2	BZX79-C8V2	ZP11	BZX79-C11	1N38	OA95
ZF9,1	BZX79-C9V1	ZP12	BZX79-C12	1N39A	OA95
ZF10	BZX79-C10	ZP13	BZX79-C13	1N40	AA119
ZF11	BZX79-C11	ZP15	BZX79-C15	1N42	OA95
ZF12	BZX79-C12	ZP16	BZX79-C16	1N43	OA95
ZF13	BZX79-C13	ZP18	BZX79-C18	1N44	OA95

tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución
1N42 – 45	OA95	1N301	BAV18	1N695	AAZ15
1N46	BAW62; 1N4148	1N303	BAX16	1N696	BAW62; BAX13
1N47 – 52	OA95	1N310	BYX36-150	1N697	BX12
1N54	OA95	1N313	OA95	1N698	BAW62; BAX13
1N56	OA95	1N314	AAZ15	1N702	BZX75-C2V8
1N57	OA95	1N319	AA119	1N703	BZY88-C3V6
1N58	OA95	1N330	BAV20; BAX16	1N704	BZY88-C4V3
1N60	AA119	1N332	BY126	1N706 – 735	BZX79*
1N61	OA95	1N333	BY126	1N746	BZY88-C3V3
1N62	OA95	1N338 – 349	BY126	1N747	BZX75-C3V6
1N63	OA95	1N350	*BA100*	1N748	BZY88-C3V9
1N64	AA119	1N351	*BAV20; BAX16*	1N749	BZY88-C4V3
1N65 – 71	OA95	1N352	*BA148*	1N750 – 767	BZX79*
1N74	OA95	1N355	OA95	1N769	BZX79-C22
1N75	OA95	1N380	BA100	1N781(A)	AA119
1N81	OA95	1N385	*BAV20; BAX16*	1N789(M)	BAV18
1N82	OA95	1N386	*BAV20; BAX16*	1N811	BAV20; BAX16
1N84	OA95	1N424	*BAV20; BAX16*	1N813M	BAV20; BAX16
1N86	OA95	1N429	BZX79-C6V2	1N821	
1N87	AA119	1N432	*BAV20; BAX16*	1N823	
1N88	OA95	1N433	*BAV20; BAX16*	1N825	
1N89	OA95	1N434	*BAV20; BAX16*	1N827	
1N90	OA95	1N441 – 445	BY126	1N829	
1N91	BY126	1N448	OA95	1N837A	BAV20; BAX16
1N92	BY126	1N456A	*BAW62*	1N846	BAV10
1N93	BY126	1N457	*BAV20; BAX16*	1N854	BY127
1N95 – 100	OA95	1N457M	BAV18	1N900	BA219; BAV19
1N105	OA90	1N458	*BAV20; BAX16*	1N903A	1N4150; BAV10
1N111 – 118	OA95	1N459	*BAV21; BAX17*	1N904	*BAV10*
1N119	BAW62; 1N4148	1N460	*BA216; BA316*	1N914	
1N120	BAW62; 1N4148	1N461 – 464	BAV20; BAX16	1N914A	
1N126(A)	OA95	1N468	BZY88-C4V3	1N915	*BAV10*
1N127(A)	OA95	1N470	BZY79-C6V8	1N916	
1N128(A)	OA95	1N476 – 480	OA95	1N916A	
1N132	AA119	1N482	*BAV20; BAX16*	1N916B	
1N135	OA95	1N483	*BAV20; BAX16*	1N917	*BAV10*
1N137	BAV20; BAX16	1N484	*BAV20; BAX16*	1N930	BA100; BAV18
1N138A	BAV20; BAX16	1N485	*BAV21; BAX17*	1N937	BZX79-C9V1
1N138B	BAV20; BAX16	1N486(A)	BA148	1N941	BZX79-C12
1N141	OA95	1N487(A)	BA148	1N942	BZX79-C12
1N142	OA95	1N488(A)	BA148	1N957 – 982	BZX79*
1N153	BY127	1N501	AAZ15	1N995	*AAY21*
1N175	OA95	1N520	*BA216; BA316*	1N997	BAV18
1N191	BAW62; 1N4148	1N527	AA119	1N1046	BY126
1N192	BAW62; 1N4148	1N536	BY126	1N1052	BYX71-350
1N194A	BAV18	1N537 – 540	BY127	1N1084	BY126
1N198	OA95	1N541	AA119	1N1092	BYX38-600
1N200 – 211	BAV20; BAX16	1N542	2-AA119	1N1095	BY126
1N215	BAV20; BAX16	1N547	BY127	1N1096	BY127
1N216	BAV20; BAX16	1N560	BY127	1N1097	BYX10
1N220	BA145	1N562	*BY127*	1N1103	BY127
1N225	BZX-79-C9V1	1N570	BY127	1N1115 – 1120	BYX38*
1N248A	BYX97-600	1N573	BY127	1N1124	BYX48-300
1N248B	BYX97-600	1N597	BYX10	1N1169	BY127
1N249A	BYX42-300	1N599A	BY126	1N1191A	BYX97-300
1N249B	BYX97-600	1N600A	BY126	1N1194A	BYX38-300
1N250A	BYX97-600	1N602A – 606A	BY126	1N1195 – 1198A	BYX96*
1N250B	BYX97-600	1N615	OA90	1N1202A	BYX40-600
1N251	BAV20; BAX16	1N616	OA90	1N1206A	BYX42-600
1N252	BAV20; BAX16	1N617	OA95	1N1217	*BYX38-300*
1N253	BY126	1N618	OA95	1N1255	BY127
1N254	BY126	1N625	BAW62; BAX13	1N1259	BY127
1N255	BY126	1N636	OA95	1N1342	BYX38-300
1N256	BY127	1N643	*BAV20; BAX16*	1N1343A	BYX48-300
1N265	OA95	1N645	BY126	1N1348	BYX42-600
1N266	OA95	1N646	BY126	1N1443	BYX38-1200
1N267	AA119	1N647	BY126	1N1486	BY127
1N270	OA95	1N648	BY127	1N1492	BY127
1N276	AAZ15	1N649	BY127	1N1520	BZZ14
1N277	AAZ15	1N658	*BAV20; BAX16*	1N1521	BZX61-C6V8
1N279	AAZ15	1N659	*BAV20*; BAX16	1N1523	BZX61-C10; BZX87-C10
1N281	AAZ15	1N660	BAV20; BAX16	1N1581 – 1587	BZX61*; BZX87*
1N283	AAZ18	1N661(A)	BAV21; BAX17	1N1612 – 1615	BZX61*; BZX87*
1N290	OA95	1N662	BAV20; BAX16	1N1621	BYX42-300
1N292	BAV10	1N663	BAV20; BAX16	1N1624	BYX42-600
1N294	OA95	1N673	BY127	1N1649	BY126
1N295(A)	AA119	1N676	BAX16	1N1671	BY126
1N297	OA95	1N678	BAV21	1N1692 – 1696	BY126
1N298	OA95	1N683	BY126	1N1697	BY127
1N300A	*BAV20; BAX16*	1N687	BY127	1N1763	BY126

tipo a sustituir	sustitución
1N1816(A) – 1834(A)	BZY93*
1N2024B	BYX42-400
1N2035 – 2038	BZX61*; BZX87*
1N2069(A)	BY126
1N2070(A)	BY127
1N2071(A)	BY127
1N2160	BYX97-1200
1N2222	BY127
1N2482	BY126
1N2483	BY126
1N2484	BY127
1N2505	BY126
1N2545B	BYX38-1200
1N2609 – 2617	BY126
1N2765	BZX79-C6V8
1N2773	BY127
1N2808	BZY91-C11
1N2809	BZY91-C11
1N2860	BY126
1N2862	BY126
1N2970 – 3002	BZY93*
1N3016 – 3042	BZX61*; BZX87*
1N3062	BAV10
1N3063	BAV10
1N3064	BAV10
1N3065	1N4151
1N3066	BAW62; BAX13
1N3067	BAW62; BAX13
1N3068	BAW62; BAX13
1N3069	BAV10
1N3070	BAV20; BAX16
1N3071	BAX17
1N3121	AAZ17
1N3122	AAZ18
1N3147	BAW62
1N3182	BA102
1N3189 – 3196	BY126
1N3221	BY127
1N3242	BY127
1N3254	BY126
1N3271	BY127
1N3279	BY127
1N3282	BYX10
1N3283	BYX10
1N3291 – 3295	BYX32*
1N3309 – 3337	BYZ91*
1N3483	BAV10
1N3484	AAZ15
1N3547	BY126
1N3575	BAX18
1N3592	AAZ18
1N3593	BAV20; BAX16
1N3595	BAX15
1N3600	BAX12
1N3604	BAV10
1N3605	BAV10
1N3640	BY126
1N3641	BY127
1N3671	BYX42-1200
1N3754	BAV21; BAX16
1N3756	BY126
1N3769	OA95;
1N3785 – 3790	BZX61*; BZX87*
1N3808	BZY95-C62
1N3809	BZY95-C68
1N3810	BZY95-C75
1N3880(R) – 3883(R)	BYX50-300(R)
1N3890	BYX30-200
1N3891	BYX30-200
1N3893	BYX30-400
1N3938	BY127
1N3939	BY22-600
1N3940	BY127
1N4001 – 4008	BY127
1N4009	BY127
1N4092	BA218
1N4101 – 4120	BZX79*
1N4149	1N4148
1N4152	BAV10
1N4153	BAV10

tipo a sustituir	sustitución
1N4154	BAW62; BAX13
1N4155	BA148
1N4148	BZX61*
1N4149 – 4183	BZX61*; BZX87*
1N4150	
1N4151	
1N4154	
1N4244	BA182
1N4250	BY127
1N4324 – 4348	BZX61*; BZX87*
1N4371	BZX75-C2V8
1N4372	BZX75-C2V8
1N4376	BAW62; BAX13
1N4383	BY126
1N4384	BY126
1N4385	BY127
1N4441	BAW62; 1N4148
1N4446	
1N4447	1N4446
1N4448	
1N4450	BAV10
1N4454	1N914
1N4514	BY127
1N4531	BAW56
1N4532	BAW56
1N4585	BY127
1N4606	BAV10
1N4607	BAV10
1N4610	BAV10
1N4658 – 4677	BZX61*; BZX87*
1N4721 – 4725	BYX48*; BYX99*
1N4726	BAV20; BAX16
1N4727	BAV10
1N4732 – 4735	BZY96*
1N4736 – 4761	BZX61*; BZX87*
1N4785	BYX42-300
1N4818	BYX38-300
1N4820	BYX22-600
1N4831 – 4853	BZX61*; BZX87*
1N4861	BAV20; BAX16
1N4940	BAX12
1N4951	BAV20; BAX16
1N5053	BY127
1N5055	BA316
1N5059 – 5062	BY126
1N5220	BAW62; BAX13
1N5224	BZX75*
1N5226 – 5229	BZY88*
1N5230 – 5267	BZX70*
1N5282	BAV10
1N5317	BAV10
1N5318	BAV10
1N5319	BAV10
1N5343	BZY93-C7V5
1N5344	BZY93-C8V2
1N5427 – 5430	BAW62; BAX13
1N5431	BAV10
1N5432	BAV10
1N5729 – 5757	BZX79*
1N5729B	
1N5730B	
1N5731B	
1N5732B	
1N5733B	
1N5734B	
1N5735B	
1N5736B	
1N5737B	
1N5738B	
1N5739B	
1N5740B	
1N5741B	
1N5742B	
1N5743B	
1N5744B	
1N5745B	
1N5746B	
1N5747B	
1N5748B	
1N5749B	

tipo a sustituir	sustitución
1N5750B	
1N5751B	
1N5752B	
1N5753B	
1N5754B	
1N5755B	
1N5756B	
1N5757B	
1N36040	BY127
1P541	AA119
1P542	AA119
1S32	OA90
1S33	OA90
1S34	OA90
1S44	BAW62;BAX13
1S45	BY127
1S47	BY127
1S74	OA95
1S80	OA90
1S83	AAZ15
1S84	BY126
1S90 – 95	BY126
1S96	BY127
1S97	BY127
1S100	BY126
1S101	BY126
1S107	BY127
1S117	BY127
1S119	BY127
1S124	BT127
1S125	BY127
1S132	BAX17
1S137	OA90
1S149	BY126
1S188	OA95
1S206	BY127
1S209	BY127
1S315	BY127
1S426	OA90
1S446	OA95
1S557	BY127
1S686	BY126
1S920 – 923	BA148
1S1007	BAX15
1S1625	BY127
1S1692 – 1697	BY127
1S3030A	BZX61-C30; BZX87-C30
1S7051B	BZX79-C5V1
1SO21	BYX22-600
1SO38	BY127
1SO54	BY127
1SO58	BY127
IT22	OA95
IT23	OA90
IT508	BY127
IT2013	BY127
IT2015	BY127
1WP	BY127
1Z7,5 – 75 E24	BZX61*
2G526	ASY80
2G577	ASY77
2N27	AC125
2N28	AC125
2N30	AC132
2N34	AC132
2N36	AC132
2N37	AC132
2N38	AC125
2N39	AC125
2N40	AC125
2N43	AC128
2N44	AC128
2N45	AC132
2N48	AC128
2N51	AC128
2N54	AC132
2N55	AC132
2N56	AC132
2N59 – 61	AC128

tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución
2N62	AC132	2N233	ASY73	2N365	AC127
2N63	AC132	2N234	*BD181*	2N366	AC127
2N64	AC132	2N235	*BD181*	2N367	AC128
2N65	AC128	2N236	*BD181*	2N368	AC132
2N66	*BD181*	2N238	AC132	2N369	AC128
2N68	*BD181*	2N239	AC128	2N376	*BD181*
2N76	AC125	2N240	AC125	2N377	ASY74
2N77	AC125	2N241	AC128	2N378	BDX96
2N78	ASY74	2N243	BFY55	2N379	BDX92
2N79	AC125	2N244	BFY50	2N380 – 383	AC128
2N80	AC125	2N250	*BD181*	2N385	ASY75
2N81	AC126	2N253	ASY73	2N386	BDX96
2N85	AC132	2N254	ASY73	2N387	BDX92
2N86	AC132	2N255	*BD181*	2N388	2N1308
2N87	AC132	2N256	*BD181*	2N389	*BD181*
2N88	AC125	2N257	*BD181*	2N391	AC128
2N94	ASY74	2N258	*BD181*	2N392	AC128
2N95	AC125	2N260	AC132	2N394	ASY27
2N96	AC125	2N262	AC132	2N395	ASY27
2N98	ASY73	2N265	AC128	2N396	ASY27
2N99	ASY73	2N266	AC132	2N397	*ASY27*
2N102	*BD433*	2N268	BDX96	2N399	*BD181*
2N104 – 110	AC125	2N269	ASY26	2N400	*BD181*
2N111	ASY26	2N270	AC128	2N401	*BD181*
2N112	ASY26	2N271	2N1307	2N402	AC132
2N113	2N1307	2N272	AC128	2N403	AC128
2N114	2N1309	2N273	AC132	2N404	AC126
2N115	*BD181*	2N279	AC132	2N405	AC128
2N124	ASY73	2N280	AC125	2N406	AC128
2N125	ASY74	2N281	AC132	2N407	AC132
2N126	ASY74	2N283	AC125	2N408	AC128
2N130	AC125	2N285	*BD181*	2N414	ASY27
2N131	AC125	2N290	*BD181*	2N416	2N1309
2N132	AC128	2N291	AC128	2N417	2N1309
2N133	AC128	2N292	ASY73	2N419	*BD181*
2N138	AC132	2N293	ASY73	2N420	BDX96
2N140	AF126	2N296	BDX96	2N422	AC125
2N141	AC132	2N297	BDX96	2N425	2N1305
2N143	AC132	2N301	BDX92	2N426	2N1305
2N145	ASY73	2N302	ASY27	2N427	2N1307
2N146	ASY74	2N303	ASY27	2N428	2N1309
2N147	ASY74	2N306	AC127	2N438	2N1302
2N164	ASY29	2N311	ASY27	2N439	ASY74
2N165	ASY73	2N312	ASY74	2N440	2N1306
2N166	ASY74	2N315	ASY27	2N444	ASY73
2N167	ASY74	2N316	2N1307	2N446	AC125
2N168	ASY73	2N317	2N1309	2N447	*AC127*
2N169	ASY73	2N319	AC132	2N448	ASY29
2N170	ASY74	2N320	AC132	2N449	AF139
2N172	ASY74	2N321	AC132	2N450	*ASY27*
2N173	BDX92	2N322	*ASY27*	2N456	BDX96
2N175	AC126	2N323	ASY27	2N457	BDX96
2N176	*BD181*	2N324	AC132	2N458	BDX96
2N180	AC132	2N325	*BD181*	2N462	AC132
2N181	AC132	2N326	AD161	2N463	*BD181*
2N182	ASY74	2N330	AC128	2N464	AC125
2N183	ASY74	2N331	AC128	2N465	AC125
1N184	ASY75	2N332	BFY50	2N466	AC126
2N185	AC132	2N333	BFY50	2N467	AC126
2N186 – 192	AC132	2N334	BFY50	2N470	BFY55
2N193	ASY74	2N335	*BC107*	2N471	BC107
2N194	ASY74	2N336	*BC107*	2N472	BFY55
2N195 – 199	AC132	2N337	*BC107*	2N473	BC109
2N200	AC125	2N338	BFY50	2N474	BFY50
2N204	AC125	2N341	BFY179	2N475	BFY50
2N205	AC125	2N342	BFY50	2N476	BFY50
2N206	AC125	2N343	BFY50	2N477 – 480	BFY50
2N207	AC125	2N350	*BD181*	2N497	BFY51
2N211	ASY73	2N351	*BD181*	2N498	BFY51
2N212	ASY73	2N352	*BD181*	2N501	AF139
2N213	AC127	2N353	*BD181*	2N502	*BCY70*
2N214	AC127	2N356	ASY73	2N509	AC132
2N215	AC126	2N357	ASY74	2N515	ASY74
2N216	ASY73	2N358	ASY75	2N516	ASY73
2N217	AC132	2N359	AC132	2N517	ASY75
2N220	*AC125*	2N360	AC132	2N519	ASY27
2N222 – 227	AC126	2N361	AC132	2N520	ASY26
2N228	ASY75	2N362	AC125	2N521	*SN1309*
2N229	ASY74	2N363	AC125	2N522	2N1309
2N230	*BD181*	2N364	AC127	2N523	2N1305

tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución
2N529 – 533	2N1305	2N753	BSX20	2N1177	*AF239*
2N535	AF139	2N754	BFY50	2N1178	*AF239*
2N536	AF139	2N755	2N2218	2N1179	*AF239*
2N537	AF239	2N756	BFY50	2N1180	BF196
2N538	*BD181*	2N757	BFY50	2N1183	*BD181*
2N539	ASZ15	2N758	BFY50	2N1183B	BDX96
2N540	*BD181*	2N759	*2N2222*	2N1191	2N1305
2N547	BSW67	2N760	2N2483	2N1193	AC128
2N548	BSW67	2N780	*BC107A*	2N1195	AF139
2N549	BSW67	2N783	2N2368	2N1200	*BC108*
2N553	BDX96	2N784	2N2368	2N1208	BDY20
2N554	*BD181*	2N799	2N2368	2N1212	BDY20
2N555	*BD181*	2N834	BCY56	2N1227	*BD181*
2N556	ASY73	2N839	BFY50	2N1241	BSW67
2N557	ASY73	2N840	BFY50	2N1246	AC128
2N558	ASY73	2N841	BFY50	2N1251	AC127
2N561	BDX96	2N844	*BSX19*	2N1252	2N2218
2N563	AC132	2N849	*BSX19*	2N1253	2N2218
2N564	AC132	2N850	*BSX20*	2N1261	BDX96
2N565	AC132	2N851	*BSX19*	2N1262	BDX96
2N566	AC132	2N909	2N2483	2N1263	BDX96
2N567	AC127	2N915	2N2221A	2N1276	BF167
2N568 – 572	AC132	2N916	*BCY56*	2N1278	BF173
2N574	BDX92	2N918		2N1280	2N1305
2N575	BDX96	2N920	*BSX19*	2N1281	2N1307
2N576	ASY74	2N927	*BSX21*	2N1282	2N1307
2N579	ASY27	2N928	*BSX21*	2N1287	AC128
2N580	2N1309	2N943	*BFY50*	2N1291	BDX92
2N583	ASY27	2N944	*BFY50*	2N1293	BDX92
2N585	ASY74	2N945	*BFY50*	2N1295	BDX96
2N586	AC132	2N946	*BFY50*	2N1301	*2N1307*
2N587	ASY73	2N956	*2N1711*	2N1302	ASY28
2N588	AF239	2N978	*BCY34*	2N1303	ASY28
2N591	AC126	2N1000	ASY74	2N1304	ASY28
2N597	2N1303	2N1007	BDX92	2N1305	ASY26
2N599	2N1307	2N1008	AC128	2N1306	
2N609	AC132	2N1009	AC128	2N1307	
2N610	AC132	2N1010	AC127	2N1308	
2N611	AC132	2N1011	BDX96	2N1309	
2N612	AC132	2N1014	AC128	2N1314	*BD181*
2N613	AC132	2N1015	*BDY20*	2N1315	BDX92
2N617	ASY27	2N1016	*BDY20*	2N1316	2N1307
2N618	BDX96	2N1017	2N1305	2N1320	AC128
2N619	BFY50	2N1021	*BD181*	2N1322	AC128
2N620	BFY50	2N1022	BDX92	2N1324	AC128
2N621	BFY50	2N1038	*BD181*	2N1328	AC128
2N622	AC128	2N1039	BDX92	2N1331	AC128
2N628	BDX92	2N1040	BDX96	2N1340	2N1613
2N629	BDX96	2N1041	BDX96	2N1348	*2N1305*
2N631	AC128	2N1042	BDX92	2N1353	AC128
2N632	AC132	2N1043	BDX92	2N1359	*BD181*
2N633	AC128	2N1044	BDX96	2N1370	AC128
2N634A	2N1304	2N1045	BDX96	2N1372	AC128
2N635A	2N1306	2N1056	AC128	2N1373	AC127
2N636A	2N1308	2N1058	ASY73	2N1378	*AC128*
2N637	BDX92	2N1059	AC128	2N1379	*ASY26*
2N639	BDX92	2N1072	*BD181*	2N1380	*AC128*
2N643	2N1309	2N1078	AC125	2N1381	ASY27
2N644	2N1309	2N1094	AC128	2N1385	AF239
2N645	2N1309	2N1097	AC128	2N1386	2N2219
2N647	ASY73	2N1098	AC128	2N1387	2N2219
2N649	ASY73	2N1101	AC127	2N1388	2N2219
2N656	BFY51	2N1102	AC127	2N1390	2N2219
2N665	BDX96	2N1125	*ASY80*	2N1398	AF239
2N670	AC128	2N1128	AC128	2N1399	AF239
2N680	AC128	2N1129	AC128	2N1406	AF239
2N683	BTW45-400R	2N1130	AC128	2N1407	AF239
2N685	BTW45-400R	2N1136	BDX92	2N1418	BC107
2N687	BTW45-400R	2N1137	BDX92	2N1420	BFY50
2N695	*BC970*	2N1141	*AF139*	2N1437	*BD181*
2N696	2N1613	2N1142	*AF139*	2N1438	*BD181*
2N697	SN1711	2N1143	*AF139*	2N1468	*BD181*
2N700	AF139	2N1144	AC128	2N1478	2N1307
2N702	BC107	2N1145	AC128	2N1479	*BFX34*
2N703	BC107	2N1149	*BF185*	2N1480	*BFX34*
2N705	BCY72	2N1159	BDX96	2N1481	*BFX34*
2N706	BSX19	2N1160	BDX96	2N1482	*BFX34*
2N707A	BFY50	2N1168	BDX92	2N1483	BDY20
2N709	BSX20	2N1173	*AC127*	2N1484	2N3442
2N710	*BF196; BD198*	2N1176	AC128	2N1487	*BD181*

tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución
2N1488	BDY20	2N1975	BSX21	2N2494	*AF239*
2N1490	*BDY20*	2N1984	BFY50	2N2495	*AF239*
2N1491	2N2222	2N1985	2N2218	2N2496	*AF239*
2N1492	*2N2222*	2N1986	BFY50	2N2501	2N2369
2N1495	AC128	2N1987	BFY50	2N2537	2N2219
2N1501	BDX96	2N1988	2N1711	2N2538	2N2219
2N1502	BDX92	2N1989	BFY50	2N2539	2N2222
2N1505	2N2218A	2N1990	BSX21	2N2540	2N2222
2N1506	*2N2218*	2N1991	2N2904; 2N2905	2N2586	2N2484
2N1507	2N2219	2N1993	2N1302	2N2604	*BCY70*
2N1525	AF239	2N1994	2N1302	2N2605	*BCY71*
2N1528	2N2218	2N1995	2N1302	2N2610	BF167
2N1536	BDX96	2N1997	2N1307	2N2613	AC126
2N1540	BDX92	2N1998	2N1307	2N2614	AC126
2N1544	BDX92	2N2026	*BDY20*	2N2671	*AF239*
2N1545	BDX96	2N2049	2N1711	2N2692	2N930
2N1546	BDX96	2N2061 — 2067	*BD181*	2N2693	BCY56
2N1564	2N1711	2N2068	BDY96	2N2694	BCY56
2N1565	2N1613	2N2095	BSX19	2N2695	*BCY72*
2N1566	2N1711	2N2097	BC327	2N2696	BCY72
2N1572	*2N1613*	2N2102	BFY55	2N2706	AC132
2N1573	2N1613	2N2104	2N2905A	2N1711	BC548A
2N1574	2N1711	2N2106	2N2218	2N2712	BC548A
2N1592	AC187	2N2107	2N2218	2N2713	BC548A
2N1599	BTX18-400	2N2108	2N2219	2N2714	BC548A
2N1605	2N1308	2N2139	BDX92	2N2717	*BCY70*
2N1613	2N1613	2N2145	BDX96	2N2726	BC148
2N1614	2N1305	2N2147	BDX92	2N2787	2N2218
2N1615	*2N1711*	2N2148	BDX96	2N2790	2N2218
2N1616	BDY20	2N2180	*AF139*	2N2835	AD162
2N1617	*BDY91*	2N2192	2N2219A	2N2836	*BD181*
2N1618	*BDY90*	2N2193	BSX59	2N2843	*BD181*
2N1624	AC127	2N2194	2N2218A	2N2845	2N2222
2N1644	2N2218	2N2195	2N1711	2N2846	BSX60
2N1647	BDY20	2N2196	BSW66	2N2847	2N2222
2N1648	BDY20	2N2197	*BD131*	2N2848	BSX60
2N1649	BDY20	2N2205	2N2218	2N2863	BFY51
2N1666	BDY96	2N2217	2N2218	2N2864	BFY51
2N1667	BDX92	2N2218		2N2865	*BF180*
2N1668	BDX92	2N2218A		2N2868	BFY51
2N1669	BDX96	2N2219		2N2883	BFW17A
2N1673	AF139	2N2219A		2N2884	BFW17A
2N1700	BFY50	2N2220	2N2221	2N2890	BSW66
2N1701	BDY20	2N2221		2N2891	*BSW68*
2N1704	2N2218	2N2221A		2N2894	BCY72
2N1711		2N2222		2N2894A	
2N1714	BSX21	2N2222A		2N2904	
2N1718	*BFS23A*	2N2225	*2N1305*	2N2904A	
2N1719	*BFS23A*	2N2243	BSW67	2N2905	
2N1720	*2N3632*	2N2256	BC108	2N2905A	
2N1722	*2N3442*	2N2257	BC108	2N2906	
2N1724	2N4347	2N2271	AC128	2N2906A	
2N1725	*BDY20*	2N2297	BFY55	2N2907	
2N1754	2N1307	2N2303	BFS23A	2N2907A	
2N1760	BDX92	2N2315	2N2222	2N2920	2N2483
2N1761	BDX96	2N2368	BSX19	2N2921	BC548A
2N1773	BTW38*	2N2369	BSX20	2N2922	BF115
2N1775	BTW38*	2N2369A		2N2923	BC108
2N1777	BTY79-400R	2N2374	*2N1309*	2N2924	BC108
2N1808	2N1306	2N2387	BCY56	2N2925	BC109
2N1837	BF115	2N2388	2N930	2N2926	BC548A
2N1838	BF115	2N2389	*2N1613*	2N2939	*BSX61*
2N1839	BF115	2N2390	*2N1711*	2N2944	*2N2907A*
2N1840	BF115	2N2393	*2N2905A*	2N2945	*2N2907A*
2N1843	BTW45-400R	2N2394	*2N2904*	2N2946	BC557
2N1844	BTW45-400R	2N2395	*2N2221A*	2N2950	*2N3375*
2N1846	BTW45-400R	2N2396	*2N2221A*	2N2952	BFS23A
2N1848	BTW45-400R	2N2398	AF239	2N2953	AC128
2N1849	BTY87-400R	2N2404	AC125	2N2991	BFY55
2N1889	BSW66	2N2411	BC178	2N2993	BFY55
2N1890	*BSW66*	2N2415	AF139	2N3009	*BSX20*
2N1891	2N1304	2N2428	AC125	2N3010	BSX19
2N1893	BSW67	2N2429	AC126	2N3011	BSX20
2N1907	*ASY26*	2N2430	AC127	2N3012	*BC178B*
2N1936	BDY20	2N2431	AC128	2N3013	*BSX20*
2N1937	BDY20	2N2431MP	2-AC128	2N3014	*BSX20*
2N1969	2N1307	2N2453	*BCY87*	2N3015	2N2218
2N1972	2N2219	2N2475	2N2369A	2N3033	*BF177*
2N1973	BF179	2N2476	BSX60	2N3034	*BF177*
2N1974	BF179	2N2477	BSX60	2N3035	BCY56

tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución
2N3036	BD139	2N3543	*BDY20*	2N3966	
2N3037	BD139	2N3553		2N3967	BFW11
2N3038	BD139	2N3554	BSX60	2N3968	BFW12
2N3054	BD131	2N3563	2N918	2N3969	BFW13
2N3055	BCY20	2N3565	*BC107A*	2N3970	2N4391
2N3058	*BC179*	2N3566	BCY71	2N3971	2N4392
2N3074	*AF239*	2N3569	BC637	2N3972	2N4393
2N3075	*AF239*	2N3568	*BC337*	2N4001	BSW66
2N3110	BSX20	2N3576	BSX20	2N4012	2N3632
2N3118	*2N2219*	2N3588	*AF239*	2N4013	2N2222
2N3123	*2N2219*	BC3605	BSX60	2N4014	2N2222
2N3131	*BSX19*	2N3606	*2N2369*	2N4026	*BD138*
2N3133	2N2905	BC3607	BC548A	2N4030	*2N2904A*
2N3134	2N2905	2N3615	BDX96	2N4031	*2N2905A*
2N3153	AC126	2N3616	BDX96	2N4032	*2N2905A*
2N3210	BSX19	2N3617	BDX92	2N4033	BD140
2N3115	*BD181*	2N3622	BDY20	2N4036	
2N3223B	*2N3772*	2N3632		2N4037	BD138
2N3233	*2N4347*	2N3638	2N2904	2N4040	BLX93
2N3236	2N3055	2N3640	BCY72	2N4041	BLX92
2N3241	BFY52	2N3242	*BC337*	2N4046	2N2219A
2N3248	*2N2905*	2N3643	2N2218	2N4047	BSX59
2N3250	2N2905	2N3644	*BC327*	2N4058	*BCY72*
2N3251	2N2905	2N3645	2N2905A	2N4059	BC558B
2N3253	*BSX59*	2N3646	BSX20	2N4060	BC558
2N3261	2N2221A	2N3662	2N918	2N4061	BC558A
2N3287 – 3294	*BC547*	2N3663	BFY90	2N4062	BC558B
2N3299	2N2218	2N3664	*BFY44*	2N4072	2N2368
2N3300	BSX60	2N3680	2N2484	2N4077	*BD433*
2N3301	2N2222	2N3684	BFW11	2N4078	*BD434*
2N3302	2N2222	2N3685	BFW12	2N4079	*BD433; BD434*
2N3304	BSX20	2N3686	BFW13	2N4091	
2N3309	*2N3866*	2N3687	BFW13	2N4092	
2N3327	*2N3375*	2N3691	BC548A	2N4093	
2N3338	BSX19	2N3692	BC548A	2N4101	BTW38-600R
2N3368	*BF245C*	2N3693	BC547A	2N4122	*2N2905*
2N3369	*BF245B*	2N3694	BC547A	2N4123	BC547
2N3370	*BF245A*	2N3702	BC557	2N4124	BC548
2N3375	BCY59	2N3703	BC557	2N4125	*BC558*
2N3390	BC108B	2N3704	BC337	2N4126	BCY70
2N3391	BC548B	2N3705	BC337	2N4127	BLY92A
2N3392	BC548A	2N3706	BC338	2N4128	BLY93A
2N3393	BC548A	2N3707 – 3710	BC547A	2N4130	2N3055
2N3394	BC548A	2N3711	BC547B	2N4139	*BF245B*
2N3395	BC548B	2N3712	BD115	2N4143	2N2905A
2N3396	BC548A	2N3713	2N3055	2N4220	BFW13
2N3397	BC548A	2N3724	BSX60	2N4221	BFW12
2N3398	BC548A	2N3725	BSX59	2N4222	BFW11
2N3399	*AF239*	2N3734	BSX60	2N4223	BFW11
2N3402	*BC338*	2N3735	BSX59	2N4224	BFW61
2N3403	*BC338*	2N3773	*2N3442*	2N4235	BFY52
2N3404	*BC337*	2N3793	BC337	2N4238	BFY50
2N3405	*BC337*	2N3794	BC337	2N4241	BDX96
2N3414	*BC338*	2N3797	*BFW10*	2N4249	*BC556*
2N3415	*BC338*	2N3798	*2N2905A*	2N4250	*BC557*
2N3416	*BC337*	2N3819		2N4254	BF495
2N3417	*BC337*	2N3823		2N4255	BF495
2N3436	*B1245C*	2N3825	*BC547*	2N4264	BC548A
2N3437	*BF245B*	2N3829	*BCY71*	2N4265	BC548A
2N3438	*BF245A*	2N3830	*BFX34*	2N4275	BSX20
2N3440	BD115	2N3831	BSX59	2N4286	BF196
2N3441	*2N3442*	2N3832	*BSX20*	2N4287	BF196
2N3442		2N3839	BFY90	2N4289	BC327
2N3443	AC126	2N3854	*BC237*	2N4302	*BF245A*
2N3444	BSX61	2N3855	BC107	2N4303	*BF245B*
2N3450	BFY50	2N3856	BC109	2N4304	*BF245B*
2N3458	*BF245C*	2N3860	BC548A	2N4338	BF245A
2N3459	*BF245B*	2N3866		2N4339	BF245A
2N3460	*BF245A*	2N3877	*BF337*	2N4340	BF245A
2N3467	BSX61	2N3903	BC548A	2N4341	BF245B
2N3468	BSX59	2N3904	2N2222A	2N4347	
2N3470	BD183	2N3905	*2N2907A*	2N4391	
2N3485	BCY70	2N3906	*2N2907A*	2N4392	
2N3486	BCY71	2N3914	*2N2906*	2N4393	
2N3493	*BF173*	2N3924		2N4400	BC337
2N3499	*BFY51*	2N3926		2N4401	BC337
2N3502	2N2905	2N3927		2N4402	BC327
2N3503	*2N2905A*	2N3962	2N2907A	2N4403	BC327
2N3504	BCY71	2N3963	2N2906A	2N4412	2N2905A
2N3505	BCY71	2N3964	*BCY71*	2N4424	*BC337*

tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución
2N4425	*BC337*	2N5360	BFW12	2N5917	BLX92
2N4427		2N5361	BFW11	2N5918	BLX93
2N4428	2N3866	2N5362	BFW11	2N5922	BLX92
2N4429	BLX92	2N5363	BFW10	2N5923	BLX92
2N4430	BLX92	2N5364	BFW10	2N5924	BLX93
2N4431	BLX93	2N5365	*BC327*	2N5941	BLX14
2N4433	*BF115*	2N5366	*BC327*	2N5942	BLX15
2N4434	*BF184*	2N5367	*BC327*	2N5949	BF245C
2N4435	*BF185*	2N5369	2N2222	2N5950	BF245C
2N4856		2N5421	BD135	2N5951	BF245B
2N4857		2N5422	BD135	2N5952	BF245B
2N4858		2N5447	*BC328*	2N5953	BF245A
2N4859		2N5448	*2N2907*	2N5992	BLY93A
2N4860		2N5449	*2N2222*	2N5993	BLY88A
2N4861		2N5450	*2N2222*	2N5994	BLY94
2N4867	BFW13	2N5451	*2N2222*	2N5995	BLY87A
2N4868	BFW12	2N5457	BF245A	2N5996	BLY88A
2N4869	BFW11	2N5458	BF245B	2N6050	BDX64
2N4875	BFW16A	2N5459	BF245C	2N6051	BDX64A
2N4876	BFW16A	2N5496	*BDY20*	2N6052	BDX64B
2N4910	*2N3632*	2N5549	2N4857	2N6053	BDX62
2N4911	*2N3632*	2N5550	*BF337*	2N6054	BDX62A
2N4916	*2N2905*	2N5551	*BF337*	2N6055	BDX63
2N4918	*BD132*	2N5589	BLY87A	2N6056	BDX63A
2N4919	*BD138*	2N5590	BLY88A	2N6057	BDX65
2N4920	*BD140*	2N5591	BLY89A	2N6058	BDX65A
2N4921	*BD131*	2N5635	BLX92	2N6059	BDX65B
2N4922	*BD137*	2N5636	BLX93	2N6080	BLX67
2N4923	*BD139*	2N5638	*BSV78*	2N6081	BLY88A
2N4933	BLY93A	2N5639	*BSV79*	2N6082	BLY89A
2N4951	*BC337*	2N5640	*BSV80*	2N6083	BLY89A
2N4952	*BC337*	2N5641	BLY91A	2N6084	BLW60
2N4953	*BC337*	2N5642	BLY92A	2N6136	BLX69
2N4954	*BC338*	2N5643	BLY93A	2N6197	BLY91A
2N4977	*BSV78*	2N5644	BLX67	2N6198	BLY92A
2N4978	*BSV79*	2N5645	BLX68	2N6199	BLY93A
2N4979	*BSV80*	2N5653	*BSV78*	2N6200	BLY94
2N5006	*BD183*	2N5654	*BSV79*	2N6201	BLY94
2N5035	*BDY20*	2N5655	*BF338*	2N6202	BLX92
2N5036	*2N3055*	2N5668	BF245A	2N6203	BLX93
2N5037	*2N3055*	2N5669	BF245B	2N6205	BLX95
2N5070	BLX13	2N5670	BF245C	2N6206	BLX92
2N5071	BLY93A	2N5687	BFS22A	2N6207	BLX94
2N5072	*BLY90*	2N5688	BLY87A	2N6282	BDX67
2N5083	*2N3055*	2N5689	BLY87A	2N6283	BDX67A
2N5086	BC557	2N5690	BLY89A	2N6284	BDX67B
2N5088	BC547A	2N5691	BLY89A	2N6285	BDX66
2N5089	BC549C	2N5697	BLX65	2N6286	BDX66A
2N5090	2N3375	2N5698	BLX66	2N6287	BDX66B
2N5103	BFW12	2N5699	BLX67	2S18	*BD181*
2N5104	BFW12	2N5700	BLX68	2SA261	BF196; BF198
2N5105	BLW11	2N5701	BLX69	2SA262	BF196; BF198
2N5139	BC558	2N5702	BFS22A	2SA263	BF196; BF198
2N5142	2N2905	2N5704	BLY88A	2SA264	BF196; BF198
2N5148	*BSW66*	2N5705	BLY89A	2SA527	*BD234*
2N5152	*BSW66*	2N5706	BLY89A	2SA547	BD236
2N5163	*BF245C*	2N5707	BLX13	2SA550	BC159
2N5170	2N3572	2N5708	BLX14	2SA561	BC327
2N5172	BC548A	2N5709	BLX15	2SA565	BC327
2N5178	BLX95	2N5711	BLX91A	2SA566	*BD238*
2N5179	BFX89	2N5712	BLX92A	2SA578	BC177
2N5197	BFQ11	2N5713	BLX93A	2SA666	BC549
2N5209	*BC547A*	2N5714	BLX94	2SA671	BD438
2N5210	*BC547B*	2N5716	*BF245A*	2SA672	BC557
2N5213	BD131	2N5717	*BF245B*	2SA673	BC327
2N5219	BC547B	2N5718	*BF245C*	2SA677	BC328
2N5223	BC549	2N5773	BLX91	2SA678	BC327
2N5240	*BDY97*	2N5774	BLX93	2SA683	*BC327*
2N5262	BFX34	2N5776	BLX95	2SA704	BC328
2N5284	*BDY90*	2N5801	2N4858	2SA705	BC327
2N5288	*BDY90*	2N5802	2N4857	2SA715	BD234
2N5293	2N3055	2N5803	2N4856	2SA719	BC328
2N5296	BDY20	2N5847	BLY87A	2SA730	BC328
2N5322	*2N4036*	2N5848	BLY88A	2SB12	AC125
2N5323	*2N4036*	2N5849	BLY89A	2SB13	AC128
2N5354	*BC328*	2N5862	BLY94	2SB16	*BD181*
2N5355	*BC328*	2N5913	BLX65	2SB17	*BD181*
2N5356	*BC328*	2N5914	BLX67	2SB19	*BD434*
2N5358	BFW13	2N5915	BLX68	2SB20	*BD434*
2N5359	BFW12	2N5916	BLX92	2SB22	AC132

tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución
2SB23	AC128	2SB141	BDX96	2SB346	AC126
2SB26 – 2SB31	*BD181*	2SB142 – 146	*BD181*	2SB347	AC126
2SB32	AC125	2SB147	BDX96	2SB348	AC126
2SB33	AC128	2SB148	BDX96	2SB364	AC128
2SB34	AC128	2SB149	BDX92	2SB365	AC128
2SB37	AC128	2SB153	AC125	2SB367	*BD434*
2SB38	AC128	2SB154	AC132	2SB368	*BD434*
2SB39	ZC126	2SB155	AC128	2SB370	AC128
2SB40	AC126	2SB156 – 160	AC128	2SB371	AC128
2SB41	*BD181*	2SB161	AC125	2SB376	*AC128*
2SB43	AC188	2SB162	AC128	2SB377	AC126
2SB44	AC128	2SB163	AC128	2SB378	AC125
2SB46	AC125	2SB164	AC128	2SB379	AC126
2SB47	AC125	2SB165	AC125	2SB380	AC126
2SB48	AC125	2SB166	AC128	2SB382	BC179
2SB49	AC132	2SB167	AC128	2SB383	BC179
2SB50	AC132	2SB168	AC126	2SB389	AC128
2SB51	AC128	2SB169	AC128	2SB400	AC128
2SB52	AC128	2SB170	AC125	2SB405	AC188/01
2SB53	AC132	2SB171	AC125	2SB407	BDX92
2SB54	AC125	2SB172	AC132	2SB411	*BD181*
2SB55	AC128	2SB173	AC125	2SB414	*BD181*
2SB56	AC132	2SB174	AC128	2SB415	AC128
2SB57	AC128	2SB175	AC126	2SB424	BDX96
2SB58	AC132	2SB176	AC128	2SB425	BDX96
2SB59	AC126	2SB177	ASY77	2SB426	BDX92
2SB60	AC128	2SB178	AC128	2SB439	AC125
2SB61	AC132	2SB179	AC128	2SB440	AC128
2SB62	*BD181*	2SB180	*BD181*	2SB443	AC188
2SB63	*BD181*	2SB181	*BD181*	2SB444A	AC128
2SB65	AC125	2SB182	AF124	2SB445	*BD181*
2SB66	AC125	2SB183	AC126	2SB448	*BD181*
2SB68	ASY77	2SB184	AC125	2SB449	*BD181*
2SB69	BSX92	2SB185	AC125	2SB452	*AC125*
2SB70	AC126	2SB186	AC125	2SB459	AC128
2SB71	AC126	2SB187	AC125	2SB462	BDX96
2SB73	*AC125*	2SB188	AC128	2SB463	*BD434*
2SB74	AC125	2SB189	AC128	2SB465	BDX96
2SB75	AC125	2SB190	AC125	2SB466	*BD181*
2SB76	AC126	2SB191	AC125	2SB467	*BD181*
2SB77	AC132	2SB192	AC125	2SB470	*AC132*
2SB78	AC126	2SB193 – 200	AC128	2SB471	BDX92
2SB79	AC128	2SB201	AC126	2SB472	BDX96
2SB80	*BD181*	2SB202	AC128	2SB473	*BD434*
2SB83	*BD181*	2SB219 – 227	AC128	2SB474	*BD132*
2SB84	*BD181*	2SB228	BDX96	2SB475	AC128
2SB89	AC128	2SB229	BDX96	2SB481	*BD434*
2SB90	AC125	2SB232	BDX96	2SB482	*AC128*
2SB91	AC132	2SB242	*BD434*	2SB486	*AC128*
2SB92	AC128	2SB246	*BD434*	2SB492	*BD434*
2SB94	AC128	2SB247	*BD434*	2SB493	BDX92
2SB95	AC128	2SB248	AC128	2SB494	AC188
2SB96	AC128	2SB249	BDX96	2SB495	AC188
2SB97	AC126	2SB250	*BD181*	2SB496	AC188
2SB98	AC125	2SB251	*BD181*	2SB497	AC128
2SB99	AC125	2SB252A	BDX96	2SB512A	BD238
2SB100	AC125	2SB253	BDX96	2SB513A	BD238
2SB101 – 105	AC128	2SB254	AC125	2SC11	ASY73
2SB106 – 109	*BD181*	2SB255	AC128	2SC13	AC127
2SB110	AC125	2SB257	*AC125*	2SC14	2N1308
2SB111	AC125	2SB261	AC125	2SC16	BC108
2SB112	AC132	2SB262	AC125	2SC17	BC108
2SB113 – 117	AC125	2SB263	AC128	2SC21	2N3055
2SB118	*BD181*	2SB264	AC125	2SC23C	*BD137*
2SB119	*BD181*	2SB271	*AC128*	2SC27	2N2218
2SB120	AC125	2SB282	BDX96	2SC29	2N1613
2SB122	BDX96	2SB283	BDX92	2SC33	2N1613
2SB123	BDX92	2SB284	BDX92	2SC34	AC187
2SB124	BDX96	2SB285	BDX96	2SC35	AC187
2SB125	BDX92	2SB303	BC179	2SC36	2N1308
2SB126	*BD434*	2SB304	AC125	2SC39A	BC108
2SB127	*BD181*	2SB317	*AC128*	2SC40	BF115
2SB128	BDX96	2SB325	AC126	2SC41	BDY20
2SB129	BDX96	2SB329	AC125	2SC42A	BDY20
2SB131	*BD181*	2SB336	AC126	2SC43	BDY20
2SB134	AC125	2SB337	BDX92	2SC44	BDY20
2SB135	AC125	2SB339	BDX96	2SC50	2N1308
2SB136	AC128	2SB340	BDX96	2SC53	BF115
2SB137	*BD181*	2SB341	BDX96	2SC55	BSX20
2SB140	BDX92	2SB345	AC126	2SC56	BSX19

tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución
2SC70	BF336	2SC352	2N2218	2SC693	BC547
2SC71	2N1308	2SC353	2N2218	2SC696	*BD237*
2SC72	2N1308	2SC360	BC107	2SC697	*2N3055*
2SC73	BF173	2SC362	BC548	2SC707	BF180
2SC75	BF173	2SC366	BC337	2SC710	BF494
2SC76	BF173	2SC367	BC337	2SC711	BC547
2SC77	BF173	2SC368	BC107	2SC715	BC547
2SC78	ASY74	2SC369	BC547	2SC717	BF181
2SC80	BC108	2SC371 – 374	BC547	2SC728	BF337
2SC89	ASY74	2SC375	BFX44	2SC733	BC547
2SC90	ASY73	2SC377	BC547	2SC735	BC107
2SC91	ASY73	2SC379	BC107	2SC736	2N3055
2SC99	BC108	2SC380	BF199	2SC738	BSX20
2SC100	2N1613	2SC401 – 404	BC547	2SC761	BF180
2SC108	2N1711	2SC408	2N1613	2SC762	BF180
2SC120	2N1711	2SC429	BF200	2SC772	BF198
2SC121	2N1711	2SC430	BF200	2SC773	BC337
2SC122	2N2369	2SC454	BF494	2SC781	BF180
2SC123	BC547	2SC458	BC547	2SC784	BF199
2SC124	2N1711	2SC460	BF185	2SC785	BF199
2SC129	2N1308	2SC461	BF184	2SC793	BDY20
2SC131	BF196, BF198	2SC463	*BF180*	2SC795	*BU132*
2SC150	BFY50	2SC464	BF185	2SC804	BFY90
2SC154	BF336	2SC465	BF185	2SC805	BSW66
2SC155	BC108	2SC466	BF185	2SC806	BDY98
2SC156	BC108	2SC468	BSX19	2SC807	BDY98
2SC160	BF184	2SC470	BF336	2SC814	BC338
2SC172	BSX20	2SC477	BF184	2SC815	BC337
2SC173	2N1308	2SC478	BC547	2SC826	2N1711
2SC174A	BF200	2SC479	BFY50	2SC828	BC547
2SC175 – 178	2N1308	2SC482	2N1711	2SC829	BF494
2SC179	AC187	2SC485	BF337	2SC830	*BD237*
2SC180	AC187	2SC490	*BD235*	2SC838	BC547
2SC181	*2N1308*	2SC493	BDY20	2SC840	2N3055
2SC182	*BC108*	2SC494	BDY20	2SC856	*BF337*
2SC183	BF115	2SC509	BFY51	2SC857	BF337
2SC184	BF115	2SC511	*BFX34*	2SC858	BC548
2SC185	*BC108*	2SC535	BF183	2SC867	*BU133*
2SC186	BF196	2SC536	BC547	2SC870	BC547
2SC187	BF196	2SC537	BC548	2SC871	BC545
2SC188	2N2218	2SC538	BC547	2SC894	BC548
2SC189	2N2218A	2SC539	BC549	2SC895	*BU133*
2SC191 – 194	2N1711	2SC540	BC109	2SC897	*BDY90*
2SC196	BSX20	2SC542	2N3632	2SC899	BC547
2SC197	BFY51	2SC549	2N3632	2SC907	BC107
2SC199	2N1711	2SC550	2N3927	2SC917	*BF336*
2SC204	BSX19	2SC561	BSX20	2SC918	BF199
2SC206	BC107	2SC562	BF167	2SC926	BF336
2SC220	BFY51	2SC563	2N1613	2SC929	BF494
2SC221	BFY52	2SC587	BC547	2SC930	BF494
2SC222	BSW67	2SC588	2N1711	2SC931	*BD437*
2SC228	2N1613	2SC605	2N1613	2SC932	BD433
2SC233	2N1711	2SC611	BFY90	2SC935	BU126
2SC237	BSX20	2SC614	*BD237*	2SC936	BU132
2SC242	2N3055	2SC619	BC548	2SC937	BU205
2SC266	BC108	2SC620	BC337	2SC947	BF181
2SC269	*BFX44*	2SC621	*BSC20*	2SC948	BF183
2SC270	AF239	2SC622	*BSC20*	2SC957	BFX44
2SC271	*BF183*	2SC629	*BF183*	2SC984	BC337
2SC273	2N1711	2SC631	BC547	2SC1000	BC547
2SC281	BC107	2SC632	BC547	2SC1012	BF336
2SC282	BFY50	2SC633	BC547	2SC1013	BD233
2SC283	2N1613	2SC634	BC547	2SC1014	BD233
2SC284	2N1711	2SC641	BC547	2SC1018	BD237
2SC287	*BF183*	2SC644	BC549	2SC1030	BDY90
2SC288	*BF183*	2SC645	BF184	2SC1034	*BU205*
2SC289	*BFY90*	2SC646	2N3055	2SC1047	BF198
2SC291	BD115	2SC647	*2N3055*	2SC1055	*BDY90*
2SC292	BD115	2SC648	BC548	2SC1056	*BF338*
2SC293	BD115	2SC649	BF495	2SC1059	*BU132*
2SC297	BD131	2SC650	BF495	2SC1060	BD437
2SC298	BD131	2SC656	BSX20	2SC1061	BD437
2SC298S	BD115	2SC657	BF199	2SC1086	*BU208A*
2SC299	BD131	2SC668	BF199	2SC1117	BF180
2SC299S	BD115	2SC680	*BU133*	2SC1123	*BFX44*
2SC313	BFY90	2SC682	BF199	2SC1126	BFX44
2SC316	*BC107*	2SC683	BF180	2SC1128	*BFX44*
2SC318	BC107	2SC684	BF181	2SC1129	BF199
2SC320	*BC107*	2SC685	*BU126*	2SC1162	BD233
2SC321	BC337	2SC689	BSX20	2SC1172	*BU108*

tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución	tipo a sustituir	sustitución
2SC1174	BU208	2SD201	2N3055	14J2F	BY126
2SC1204	BC547	2SD203	BDY20	14P1	*AAZ17*
2SC1205	BF494	2SD226A	*BD235*	14P2	*BAX16*
2SC1212A	BD237	2SD234	*BD437*	14Z4	BZX79-C7V5
2SC1213	BC337	2SD235	BD437	14Z6	*BZY88-C4V3*
2SC1214	*BC337*	2SD261	BC337	15J2	BY126
2SC1215	BF183	2SD290	*2N3055*	15P1	*AAZ15*
2SC1226A	BD235	2SD291	*BD235*	15P2	*BAV10*
2SC1304	*BU132*	2SD292	*BD235*	15R2	BYX25-600
2SC1317	BC338	2SD299	BU208A	15Z4	BZX79-C9V1
2SC1318	*BC337*	2SD300	BU208A	15Z6	*BZX79-C4V7*
2SC1327	BC547	2SD312	BU132	16A	*BD181*
2SC1328	BC547	2SD317A	BD237	16J2	BYX10
2SC1335	BC549	2SD318A	BD237	16J2F	BYX10
2SC1342	BF494	2SD334	*2N3055*	16P1	BA218
2SC1346	BC338	2T11 – 17	AC128	16P2	*BAV10*
2SC1347	*BC337*	2T20 – 26	AC128	16RC10	BTW45-400R
2SC1359	BF494	2T13	AC128	16RC20	BTW45-400R
2SC1360	*BF199*	2T14	AC128	16RC30	BTW45-400R
2SC1398	BD235	2T3030 – 3033	*BD181*	16RC70	BTW45-400R
2SD24	BU126	2T3041	*BD181*	16Z4	BZX79-C12
2SD25	AC127	2T3042	*BD181*	16Z6	*BZX79-C5V1*
2SD28	*BD437*	2T3043	*BD181*	17P1	*AAZ15*
2SD29	*BD237*	3N25/501	AF125	17P2	BA218
2SD30	AC127	3N34	BC109	17Z4	BZX79-C12
2SD33	AC127	3N35	BC108	17Z6	*BZX79-C5V6*
2SD34	AC127	3N56	AC187	18J2	*BY127*
2SD35	AC187	3N57	AC187	18J2F	*BY127*
2SD36	AC187	3N83	*BRY39*	18P2	*BAV10*
2SD37	AC127	3N84	*BRY39*	18Z6	*BZX79-C6V2*
2SD38	AC127	3N87	BC107	19P1	OA90
2SD43	AC187	3N88	BC107	19P2	*BAV10*
2SD44	AC187	3N128	*BSV81*	19Z6	*BZY96-C6V8*
2SD45	BDY20	3NU40	AC125	20A	*BD181*
2SD46	BDY20	3NU70	AC125	20Z6	*BZX61-C7V5; BZX87-C7V5*
2SD47	BDY20	3T508	BY127		
2SD53	2N3055	4/10	OA95	21Z6	*BZX61-C8V2; BZX87-C8V2*
2SD56	*BU133*	4/12	OA95	22P1	BAW62
2SD61 – 66	AC127	4T508	BY127	22Z6	*BZX61-C9V1; BZX67-C9V1*
2SD72	AC187	5/61	OA95	23J2	BYZ10
2SD75	AC127	5/62	OA95	23Z6	*BZX61-C10; BZX87-C10*
2SD77	AC127	5A8	BY127	24J2	*BAX16; BAV10*
2SD82	2N3055	5E4	BY126		
2SD83	*BDY90*	5E8	BY127	24Z6	*BZX61-C11; BZX87-C11*
2SD91	2N3055	5J180	AA119	25J2	BAX16
2SD92	2N3055	5J180E	OA90	25P1	AAZ15
2SD96	*AC187/01*	5MA8	BY127	25Z6	*BZX61-C12; BZX87-C12*
2SD100	AC127	5RC10A	BTW38*	26A	*BD181*
2SD104	AC127	5RC20A	BTW38*	26J2	OA200; BAV18
2SD105	AC128	5RC30A	BTW38*	26T1	AF126
2SD118	2N3442	10/2	BY126	26Z6	*BZX61-C13; BZX87-C13*
2SD120	*BD235*	10B2	BYX38-300	27A	*BD181*
2SD124A	2N3055	10B8	BYX38-1200	27J2	BAX16
2SD127	AC127	10D1	BY126	28A	BDX96
2SD128	AC127	10D2	BY126	28J2	OA200
2SD130	*BD235*	10D4	BY126	28Z6	*BZX61-C15; BZX87-C15*
2SD141	2N3055	10D6	BY127		
2SD142	2N3055	10J2	BY126	29A	BDX92
2SD143	*2N3632*	10J2F	BY126	29P1	BAV19
2SD146	*2N3632*			30P4	BAV10
2SD147	*2N3632*	10R2(R)	BYX38-300(R)	31Z6	*BZY88-C3V3*
2SD150	*BD131*	10WM2	BYX32-600	32Z6	BZY88-C3V3
2SD154	BDY20	11J2	BY126	33Z6	*BZY88-C3V9*
2SD157	*BU126*	11J2F	BY126	34P1	AAZ18
2SD167	AC127	11Z4	BZY88-C4V3	34P4	*BAW62; BAX13*
2SD168	*AC127*	11Z6	BZY88-C3V3	34PA4	BA218
2SD170	AC187	12J2	BY126	34Z6	*BZY88-C4V3*
2SD173	2N3055	12J2F	BY126	35Z6	BZX79-C4V7
2SD174	BD182	12P2	BAX17	36Z6	*BZX79-C5V1*
2SD176	2N3055	12Z6	*BZY88-C3V6*	37Z6	*BZX79-C5V6*
2SD178	AC127	13J2	BA148	39Z6	*BZX79-C4V7*
2SD180	2N3055	13J2F	BY126	40J2K	BY126
2SD186	AC187	13P1	AAZ18	40P1	AA119
2SD187	AC127	13P2	*BAX15*	40Z4	BZZ29
2SD189	*2N3055*	13RC10A	BTW45-400R	40Z6	*BZX79-C7V5*
2SD193	AC127	13RC20A	BTW45-400R	41HF20	BYX97-300
2SD195	AC187	13RC30A	BTW45-400R	41HF60	BYX97-900
2SD198	BU126	13Z4	BZX79-C5V1	41HF80	BYX97-1200
2SD199	BU132	13Z6	*BZY88-C3V9*	41P1	AA119
2SD200	BU205	14J2	BY126	41Z4	BZZ24

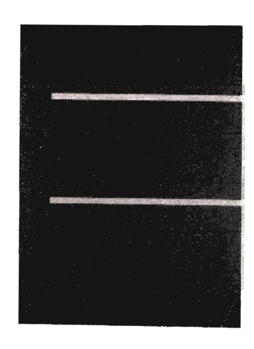
tipo a sustituir	sustitución
41Z6	*BZX79-C9V1*
42J2	BAX18
42R2	BYX48-300
42R6	BYX36-150
42Z6	*BZX79-C9V1*
43P1	AC125
43Z6	*BZX79-C10*
44P1	AA119
44P2	*BAX16; BAV20*
44R2(R)	BYX38-600(R)
44T1	AC128
45J2	BAV18
45P1	BAX16; BAV20
45P2	BAX16; BAV20
46P1	*AA119*
46P2	*BAV18*
47P2	*BAX16; BAV20*
48P2	*BAV18*
50D8	BY127
50E8	BY127
50J2	BY127
50J4	BA148
52J2	BA148
57Z4	BZZ23; BZZ24
61J2	BY126
61SV	
62J2	BA148
63J2	BA148
64J2	BY127
65J2	BY127
66J2	BY127
67J2	BYX10
71RC10A	BTW23-600R
71RC20A	BTW23-600R
71RC30A	BTW23-600R
71RC40A	BTW23-600R
71RC50A	BTW23-600R
71RC60A	BTW23-600R
71RC70A	BTW23-800R
71RC80A	BTW23-800R
71RE60	BTW23-600R
71RE70	BTW23-800R
71RE80	BTW23-800R
71Z4	BZY91-C10
75D8	BY127
75E8	BY127
80AS	BY127
80H	BY127
82T1	*BD181*
109T2	*2N3442*
111Z4	BZX61*; BZX87*
112Z4	BZX61*; BZX87*
113Z4	BZX61*; BZX87*
114Z4	BZX61*; BZX87*
115Z4	BZX61*; BZX87*
134P4	BAW62
135P4	BAW62
136P4	*BAW62*
137P4	*BAW62*
145T1	*BD181*
146T1	*BD181*
180T2A	2N3055
180T2B	2N3055
181T2	*2N3442*
181T2A	*2N3442*
181T2B	*2N3442*
181T2C	*2N3442*
182T2A	2N3442
182T2B	2N3442
325T1	BC177
406Z4	BZX79-C6V2
409Z4	BZX79-C9V1
412Z4	BZX79-C12
442CE	*BD181*
536J2	BY126
536J2F	BY126
537J2	BY126
537J2F	BY126
538J2F	BY126
539J2F	BY126
540J2F	BY126
547J2F	BY126
610C	BA218
612C	BA218
1075Z4F	BZX61-C7V5; BZX87-C7V5
1085Z4	BZX61-C10; BZX87-C10
1095J2	BY127
1095J2F	BY127
1095Z4F	BZX61-C10; BZX87-C10
1096J2	BY127
1096J2F	BY127
1101	*BZX75-C2V8*
1102	*BZY88-C3V3*
1103	*BZY88-C3V9*
1104 – 1133	BZX79*
1305	BZX61-C5V6; BZX87-C5V6
1306	BZX61C6V8; BZX87-C6V8
1307 – 1339	BZX61*; BZX87*
1343	*BZX61-C43; BZX87-C43*
1347	*BZX61-C47;* BZX87-C47
5320 – 5341	BZX61*; BZX87*
5508 – 5511	BZX88*
5512 – 5541	BZX79*
7706	*BZX75-C2V8*
7707	*BZX75-C2V8*
7708	*BZX75-C3V6*
7709	*BZX75-C3V6*
7710 – 7713	BZY88*
7714 – 7741	BZX61*; BZX87*
8121	BZX79-C12
8560	BZX79-C5V6
9971	BZX88-C3V6
9972	BZY88-C4V3
9973	BZX79-C5V1
9983	BZX61-C5V1; BZX87-C5V1
9984	BZX61-C6V2; BZX87-C6V2
40235	*BC108A*
40305	*2N3553*
40307	*2N3632*
40312	*BD131*
40360	BD140
40361	BD139
40362	BD140
40406	BD138
40408	BD139
40409	BD139
40410	BD140
40673	BFR84
40822	BFR84
40823	BFR84

* *tipos con características eléctricas, cápsula o disposición de patillas notablemente diferentes.*

Bibliografía

AEG-TELEFUNKEN

TECNICA DE SEMICONDUCTORES
Editorial Paraninfo. Magallanes, 25. Madrid-15
Un volumen de 164 páginas (21 x 15,5 cm). 1975.



Este libro está dedicado al estudio de la estructura, funcionamiento, características y aplicaciones de los dispositivos semiconductores.

Está dividido en tres partes:

- Diodos de silicio: funcionamiento, fabricación, características, medidas de protección, rectificadores para electrólisis, rectificadores de alta tensión.
- Transistores: estructura, formas constructivas y métodos de fabricación, propiedades y valores característicos, circuitos amplificadores, generadores de oscilaciones con transistores, circuitos basculantes con transistores de unión, enlaces lógicos mediante transistores.
- Tiristores: funcionamiento, características, medidas de protección, convertidores de conmutación forzada, alimentaciones de corriente continua, accionamientos industriales, alimentaciones para emisoras, accionamientos para vehículos.

Es un texto claro que proporciona los conocimientos teóricos fundamentales de los semiconductores, contiene numerosas ilustraciones (gráficos, esquemas, fotografías) que contribuyen a facilitar la comprensión del texto. Incluye además una bibliografía y un índice de los símbolos más importantes utilizados en las fórmulas.

RCA INSTITUTES, INC.

ELECTRONICA BASICA. CURSO PROGRAMADO DE CIRCUITOS
Editorial Paraninfo. Magallanes, 25. Madrid-15
Un volumen de 612 páginas (21,5 x 16 cm). 1975.



Esta obra está dedicada a la exposición de los fundamentos de la Electricidad y la Electrónica en forma de texto programado. Cada capítulo consta de una serie de apartados por medio de los cuales el alumno puede ir estudiando el tema de manera sistemática y progresiva, contestando a las preguntas planteadas y comprobando sus respuestas con las respuestas correctas que se incluyen en un apéndice al final del libro, junto con una colección de exámenes que le servirán de repaso de cada capítulo.

El libro está escrito en forma sencilla y puede servir a los aficionados como iniciación al estudio de la Electrónica.

Extracto del índice:Introducción a la Electricidad y la Electrónica. Principios de los sistemas de comunicación. Lenguaje electrónico: símbolos esquemáticos y códigos de colores. Teoría electrónica y corriente eléctrica. Circuitos electrónicos simples. Ley de Ohm. Las baterías en Electrónica. Rèsistencia y resistencias. Circuitos de corriente continua. Divisores de tensión y potenciómetros. Magnetismo y Electromagnetismo. Teoría de los medidores de corriente continua. Generadores y transformadores. Corriente alterna. Inductancia. Capacitancia. Circuitos de corriente alterna.

HANS SUTANER

BOBINAS DE RF
Electrónica práctica
Marcombo, S. A., Boixareu Editores. Avda. José Antonio, 594. Barcelona-7
Un volumen de 210 páginas (17 x 12 cm). 1975.



Se emplean bobinas en todos los emisores y receptores de onda larga, onda media y onda corta, en numerosos aparatos de medida para RF, en los receptores de frecuencia modulada y de televisión y en muchos otros equipos electrónicos.

En el transcurso de los años su forma, tamaño y construcción ha cambiado notablemente, pero se emplean todavía viejas formas constructivas para determinadas aplicaciones. En este libro se estudia de modo fácilmente asimilable y resumido la teoría, características, formas constructivas y aplicaciones de los distintos tipos de bobinas para radiofrecuencia, con numerosos ejemplos prácticos de fácil realización y cuyos resultados han sido comprobados por el propio autor.

Se ha dedicado especial atención a los nuevos diseños y al empleo de núcleos de material de ferrita, que permiten construir bobinas de reducidas dimensiones y elevado rendimiento.

IVAN FLORES

ESTRUCTURACION Y PROCESO DE DATOS
Editorial Paraninfo. Magallanes, 25. Madrid-15
Un volumen de 350 páginas (21,5 x 15,5 cm). 1975.

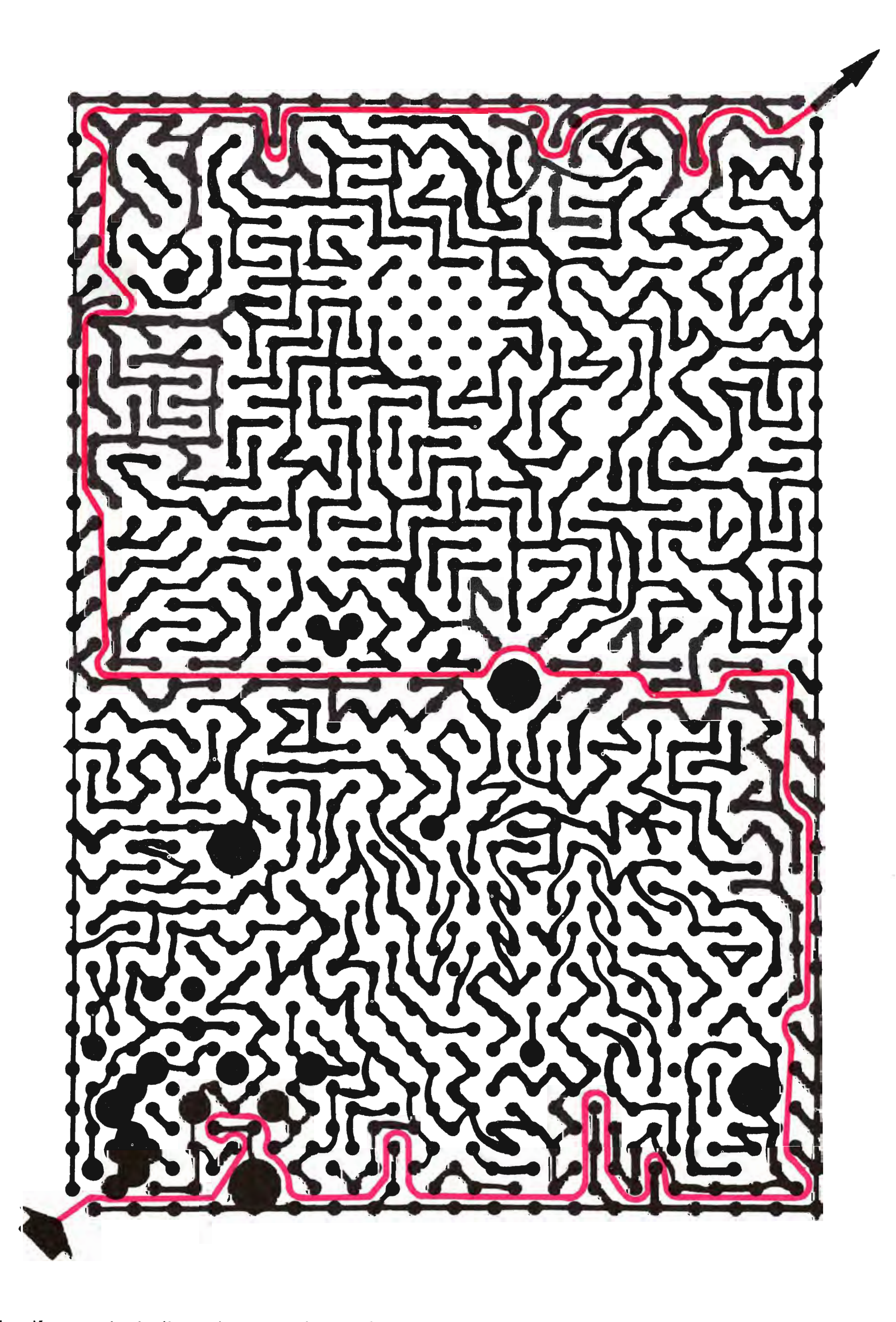


Con el desarrollo de la informática, especialmente para aplicaciones comerciales, de organización de empresas, etc., se presenta el problema del acceso y la gestión de la información, que es tan importante como el de la programación.

Este texto estudia los distintos métodos que existen para tal organización, dando una orientación teórica y práctica al mismo tiempo.

En el capítulo 1 se dan los conceptos, definiciones y convenios que se utilizarán a lo largo de la obra. Los capítulos siguientes tratan los siguientes temas:
– Formas de organizar los datos.
– Relación entre pequeños trozos de datos y forma de unirlos de una manera significativa para hacer trozos cada vez mayores.
– Operación y control de dispositivos E/S.
– Software y comunicación E/S.
– Integración y software-hardware de E/S.
– Localización y adquisición automática de ficheros.
– Distintas posibilidades de estructuras para necesidades predominantes.

El libro está escrito para estudiantes o principiantes con pocos conocimientos previos, que estén interesados en negocios, contabilidad, comercio, bibliotecas, archivos, etc. Indudablemente tendrá un especial interés para el especialista en ordenadores.

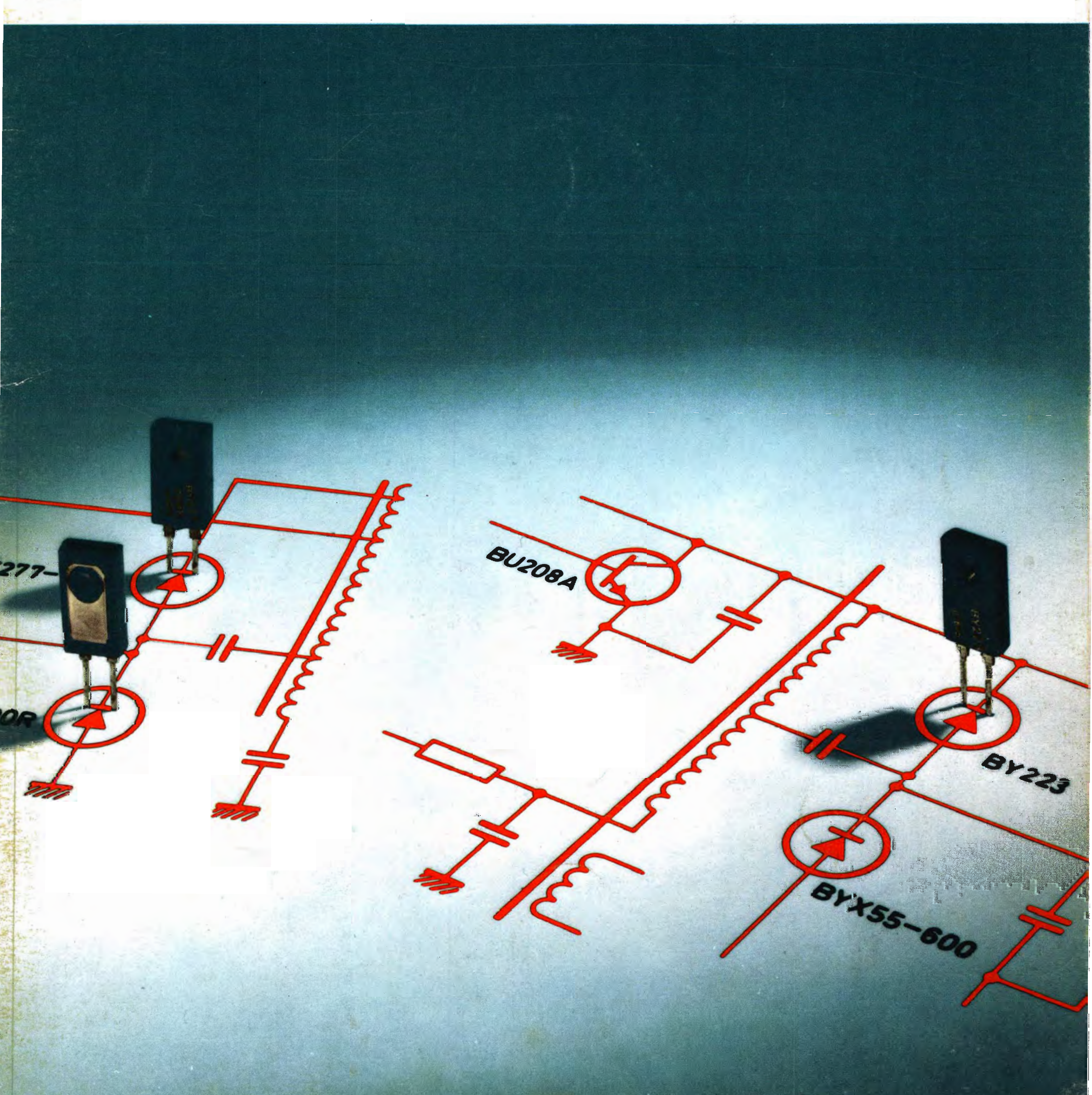


La línea roja indica el recorrido a efectuar para llegar a la parte superior de la figura


COPRESA
comercializa
en España
el microprocesador 2650
de
signetics

REVISTA Miniwatt

Vol. 15-Núm. 6 JUNIO 1976 40 Ptas.



NUEVO SISTEMA DE SINTONIA PARA RADIO FM Y TELEVISION

Con el multiestabilizador TCA750 y el diodo de referencia de tensión BZV38, puede construirse el más avanzado sistema analógico de sintonía hasta ahora conocido.

Además de suministrar tensión estabilizada a los diodos de sintonía, el TCA750 tiene dos salidas estabilizadas adicionales para las etapas de pequeña señal de una instalación de alta fidelidad, de forma que no se necesitan estabilizadores para la fuente de alimentación y puede prescindirse de complicadas redes de desacoplo.

Al mismo tiempo que se obtiene una tensión de sintonía estable, es preciso compensar la deriva de los componentes. Esto puede conseguirse mediante costosos circuitos de compensación o con el empleo de CAF. El CAF tiene un inconveniente importante, puesto que al sintonizar emisoras poco separadas se tiende a seleccionar la más fuerte y, por tanto, debe desconectarse durante la sintonía.

El TCA750 supera este inconveniente aplicando automáticamente CAF sólo después de haber sintonizado correctamente la emisora seleccionada. Si se selecciona una emisora débil, ésta permanece sintonizada al entrar en acción el CAF aunque junto a ella existan emisoras fuertes. El amplificador de CAF puede ajustarse para proporcionar un fuerte CAF y un elevado factor de corrección (hasta 10) para satisfacer las condiciones más exigentes en lo que concierne a estabilidad sin comprometer la exactitud de la sintonía.

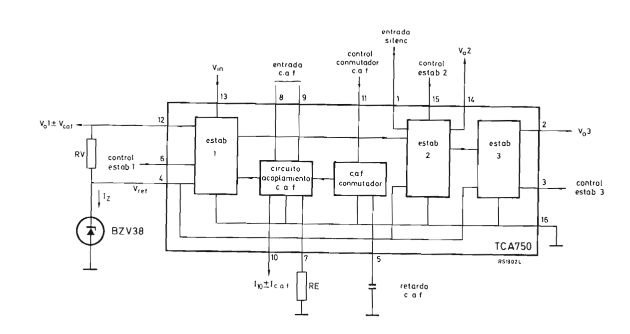
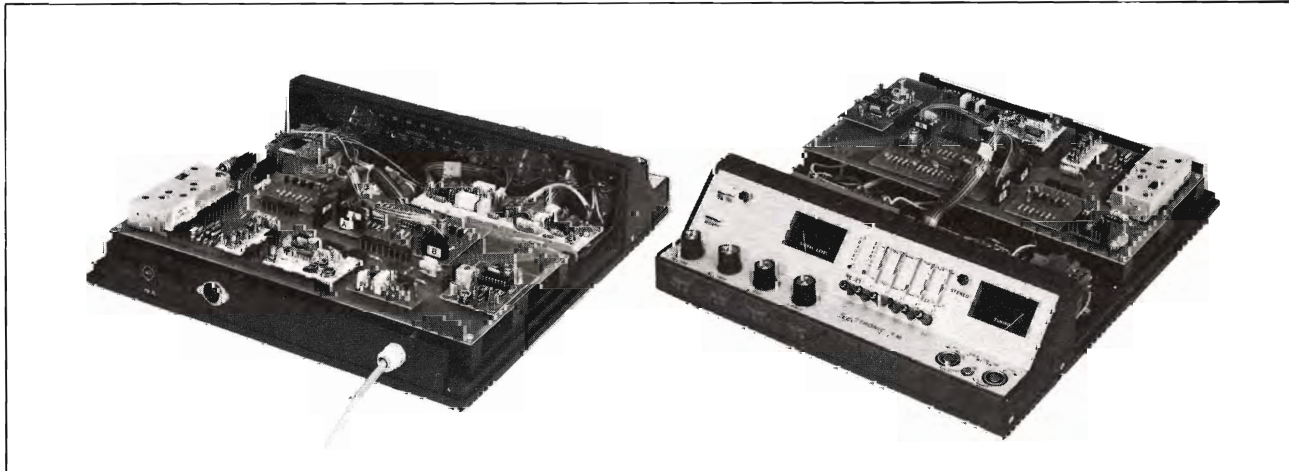


Diagrama de bloques del multiestabilizador TCA750.

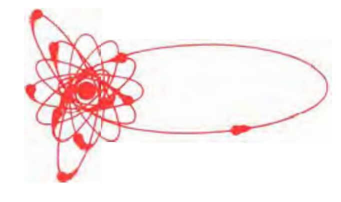
Una característica adicional del multiestabilizador TCA750 es el generador de corriente de sintonía incorporado. Este permite obtener un factor de corrección CAF constante en todo el margen de sintonía, incluso en sistemas donde la tensión de sintonía disminuye hasta 0,5 V. Combinando las funciones del generador de corriente de sintonía y el conmutador electrónico CAF, puede diseñarse un económico sistema de búsqueda de sintonía electrónico. Para mayor detalle véase el artículo publicado en *Revista Miniwatt,* vol. 14, n.º 3, págs. 83 a 94.



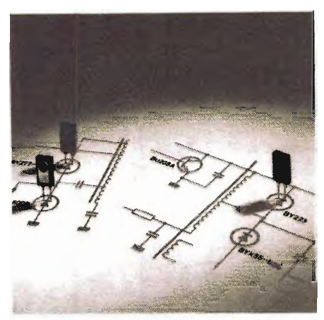
Prototipo de laboratorio de un receptor FM en el que se ha utilizado el circuito integrado TCA750 y el diodo de referencia BZV38 en un sistema de búsqueda de sintonía de dos vías con posibilidades de preselección de cinco programas.

REVISTA Miniwatt

Publicación de aplicaciones electrónicas







Nuevos rectificadores BY 223 y BY 277 para circuitos de desviación de línea en receptores de televisión

Director:
LUIS ROIZ NORIEGA

Editor:
JUAN GARRIGA PUJOL

Redacción:
Mª DOLORES FORNS-SAMSO

Delineación y compaginación:
Mª CARMEN LAJUSTICIA

Suscripciones:
ROSA MARIA TORRES

Publicada por:

COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCION ANUAL (11 números) 350 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 40 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:
Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

Depósito Legal: B.18.387-61
GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona

ÍNDICE

VOLUMEN 15 - Número 6 **JUNIO 1976**

Funciones trigonométricas (logaritmos)

ANGULO	SENO	COSENO	TANGENTE	COTANGENTE	
0	$-\infty$	0,0000	$-\infty$	∞	90
1	$\bar{2}$,2419	$\bar{1}$,9999	$\bar{2}$,2419	1,7581	89
2	,5428	,9997	,5431	,4569	88
3	,7188	,9994	,7194	,2806	87
4	,8436	,9989	,8446	,1554	86
5	,9403	,9983	,9420	,0580	85
6	$\bar{1}$,0192	$\bar{1}$,9976	$\bar{1}$,0216	0,9784	84
7	,0859	,9968	,0891	,9109	83
8	,1436	,9958	,1478	,8522	82
9	,1943	,9946	,1997	,8003	81
10	,2397	,9934	,2463	,7537	80
11	$\bar{1}$,2806	$\bar{1}$,9919	$\bar{1}$,2887	0,7113	79
12	,3179	,9904	,3275	,6725	78
13	,3521	,9887	,3634	,6366	77
14	,3837	,9869	,3968	,6032	76
15	,4130	,9849	,4281	,5719	75
16	$\bar{1}$,4403	$\bar{1}$,9828	$\bar{1}$,4575	0,5425	74
17	,4659	,9806	,4853	,5147	73
18	,4900	,9782	,5118	,4882	72
19	,5126	,9757	,5370	,4630	71
20	,5341	,9730	,5611	,4389	70
21	$\bar{1}$,5543	$\bar{1}$,9702	$\bar{1}$,5842	0,4158	69
22	,5736	,9672	,6064	,3936	68
23	,5919	,9640	,6279	,3721	67
24	,6093	,9607	,6486	,3514	66
25	,6259	,9573	,6687	,3313	65
26	$\bar{1}$,6418	$\bar{1}$,9537	$\bar{1}$,6882	0,3118	64
27	,6570	,9499	,7072	,2928	63
28	,6716	,9459	,7257	,2743	62
29	,6856	,9418	,7438	,2562	61
30	,6990	,9375	,7614	,2386	60
31	$\bar{1}$,7118	$\bar{1}$,9331	$\bar{1}$,7788	0,2212	59
32	,7242	,9284	,7958	,2042	58
33	,7361	,9236	,8125	,1875	57
34	,7476	,9186	,8290	,1710	56
35	,7586	,9134	,8452	,1548	55
36	$\bar{1}$,7692	$\bar{1}$,9080	$\bar{1}$,8613	0,1387	54
37	,7795	,9023	,8771	,1229	53
38	,7893	,8965	,8928	,1072	52
39	,7989	,8905	,9084	,0916	51
40	,8081	,8843	,9238	,0762	50
41	$\bar{1}$,8169	$\bar{1}$,8778	$\bar{1}$,9392	0,0608	49
42	,8255	,8711	,9544	,0456	48
43	,8338	,8641	,9697	,0303	47
44	,8418	,8569	,9848	,0152	46
45	,8495	,8495	0,0000	,0000	45
	COSENO	SENO	COTANGENTE	TANGENTE	ANGULO

FUENTE DE ALIMENTACION CONMUTADA DE 150V Y 1A

En este artículo se describe con detalle una fuente de alimentación conmutada de 1 A, adecuada para un margen de carga de 100 W a 150 W que proporciona una tensión de salida de 150 V a partir de una tensión de red de 220 V.

Para tensiones de salida de unos 100 V y potencias de salida moderadas, se elige el convertidor inverso para la fuente de alimentación conmutada, debido a su simplicidad. El sistema que se describe en este artículo utiliza un devanado de realimentación separado en el transformador de salida, para regulación de la tensión de salida. Esto permite que el módulo de control de tensión (TDA2640), así como el circuito de excitación de base del transistor de potencia (BDY93), se alimente directamente de la tensión de red rectificada. Además de proporcionar aislamiento de la red, esta fuente de alimentación conmutada tiene las siguientes características:

- Margen de tensión de c.a. de entrada, 220 V – 15% a 220 V + 20%.
- Margen de carga, 100 W a 150 W.
- Tensión de salida, 150 V ± 0,5% para la tensión de red y para los márgenes de carga especificados antes.
- Rendimiento, 75% para una carga de 150 W.
- Protección contra cortocircuito y ausencia de carga.

Diseño

El transformador de salida es un factor importante en el diseño del convertidor inverso. La relación de espiras entrada-salida y la inductancia del primario siguen las siguientes consideraciones.

La relación de espiras n debe ser lo más elevada posible para mantener baja la tensión de colector permitida (600 V) durante el paso a conducción para el transistor BDY93. Permitiendo un margen de 30 V, la relación de espiras se halla a partir de:

$$V_{i\,máx} + n\,V_O = 570 \text{ V}.$$

En esta expresión $V_{i\,máx}$ es la tensión de pico de entrada de c.c. (370 V) y V_0 la tensión de salida (150 V). Esto da $n = 1{,}33$.

La inductancia L_1 se elige lo más baja posible para

minimizar la inductancia de fugas. Esto ayuda a que se obtengan los mínimos transitorios de conmutación y un buen acoplamiento entre los devanados secundario y de realimentación, de modo que dé lugar a buena regulación de salida. Pero la mínima inductancia está determinada por el requisito para corriente de autoinducción no interrumpida incluso para la más elevada tensión de entrada y mínima carga. (En el caso de una corriente de choque interrumpida, la tensión de salida varía apreciablemente con la carga, para un ciclo de trabajo dado.) Así:

$$L_{1\,mín} = \frac{V_{i\,máx}^2\,\delta_{mín}^2\,T}{2P_{O\,mín}},$$

donde el mínimo ciclo de trabajo es:

$$\delta_{mín} = \frac{n\,V_O}{n\,V_O + V_{i\,máx}}.$$

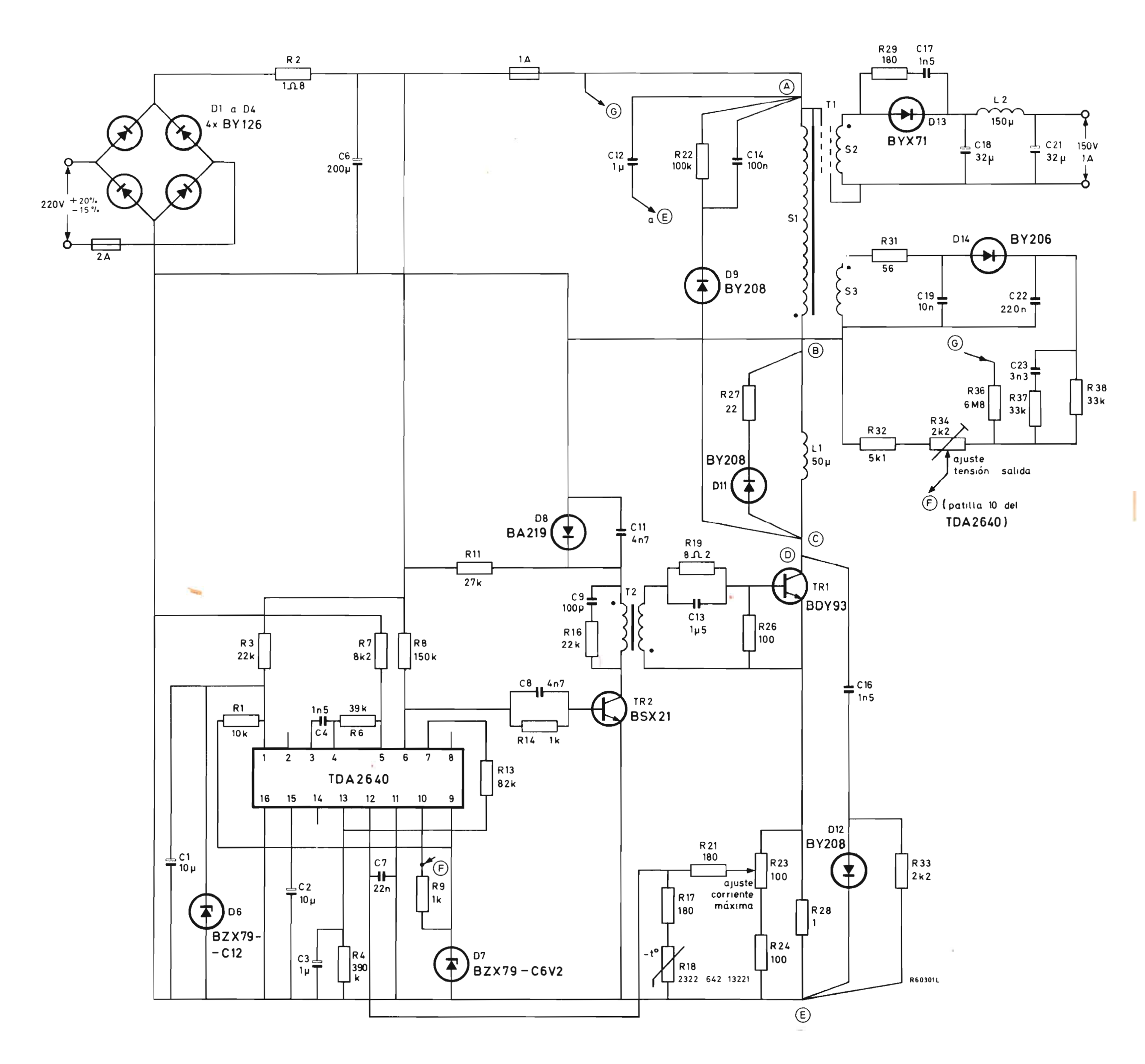


Figura 1. Esquema del circuito de la fuente de alimentación conmutada de 150 V, 1 A. El núcleo del transformador T_1 está conectado a A.T.$^+$. Las conexiones de los puntos A y E deben hacerse lo más cortas posible y en la forma que se representa.

Para $\delta_{mín} = 0{,}35$, $T = 50\ \mu s$ a 20 kHz y $P_{0\ mín} = 100$ W, encontramos $L_{1\ mín} = 4{,}2$ mH. Para este valor de la inductancia, la corriente de pico de colector más elevada que se presenta para carga nominal y mínima tensión de red es de 2,2 A.

El circuito

La figura 1 muestra el esquema del circuito de la fuente de alimentación conmutada de 150 V, 1 A. La red $C_{16}D_{12}R_{33}$ retarda el aumento de la tensión de colector durante el paso a corte del transistor BDY93, reduciendo así la disipación del paso a corte. Los transitorios de la tensión de colector debidos a la conmutación se eliminan mediante la red rectificadora de pico $R_{22}C_{14}D_9$. El transformador de salida T_1 tiene una baja inductancia de fugas para el buen rendimiento del circuito. La autoinducción en serie L_1 reduce la velocidad de subida de la corriente de colector. Así, las pérdidas del paso a conducción permanecen bajas.

El circuito integrado TDA2640 controla la tensión de salida variando el ciclo de trabajo del transistor de conmutación TR_1 (modulación de anchura de impulso). La etapa excitadora TR_2 invierte la salida del circuito TDA2640 de modo que TR_1 es excitado con la polaridad correcta. El devanado de realimentación S_3 en el transformador T_1 debe estar íntimamente acoplado al secundario S_2. Como resultado, la señal rectificada aplicada a la patilla 10 del circuito TDA2640 reproduce exactamente cualquier variación de la tensión de salida. La red integradora $R_{31}C_{19}$ elimina los transitorios de conmutación para buena regulación. La inyección de la tensión de entrada rectificada a través de R_{36} proporciona la compensación de la ondulación de la tensión de red. La caída de tensión a través del resistor de emisor R_{28} sirve para protección contra sobrecorrientes.

La etapa excitadora TR_2 se alimenta de la entrada rectificada. Debido a la caída de tensión a través del resistor R_{11}, la corriente de base del transistor TR_1 no varía mucho con el ciclo de trabajo.

Si se percibe una condición de sobrecarga, TR_2 se satura bloqueando a TR_1. Si no estuviera D_8, la tensión a través de T_2 se haría negativa debido a la resonancia entre C_{11} y la inductancia del transformador. Esto haría que TR_1 conduzca inadvertidamente, dañando posiblemente al transistor.

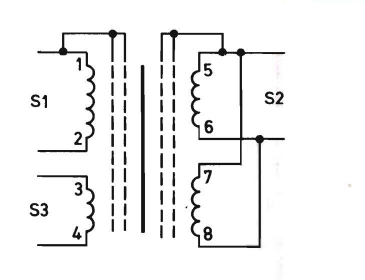
La disipación del transistor en el peor caso es de 6 W para carga total. Esto requiere una resistencia térmica base-ambiente de 7°C/W. El diodo D_{13} no disipa más que 2,4 W y por tanto requiere una resistencia entre la base de montaje y el ambiente de 27°C/W. Estos valores son válidos para una temperatura ambiente de 60°C.

El transformador de salida T_1 tiene un núcleo 3C8 E55/28/25 con un entrehierro total de 0,44 mm. La inductancia del primario es de unos 4,2 mH. La figura 2 muestra una sección de la bobina; el íntimo acoplamiento entre S_2 y S_3 es esencial (se obtiene colocando S_3 entre los devanados paralelos de S_2).

El transformador excitador T_2 utiliza un núcleo 3C8 UU-20/32/7. El primario tiene 500 espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,125 mm; el secundario, 23 espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,2 mm. La inductancia del primario es de 0,4 H; la inductancia de fugas en el secundario es de 3 μH.

Las autoinducciones L_1 *y* L_2 son bobinas sin núcleo.

Oscilogramas: la figura 3 muestra el funcionamiento del transistor de potencia de conmutación.



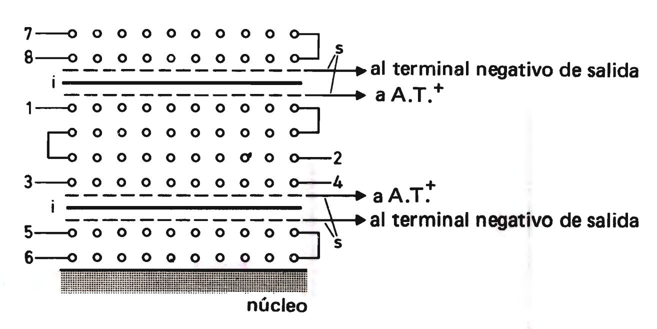


Figura 2. Esquema del transformador de salida T_1; s = blindaje, i = aislamiento.
1-2 = 2 X 80 espiras en paralelo, hilo de cobre esmaltado de 0,4 mm;
3-4 = 2 X 16 espiras en paralelo, hilo de cobre esmaltado de 0,4 mm;
5-6 = 2 X 60 espiras en paralelo, hilo de cobre esmaltado de 0,35 mm;
7-8 = 2 X 60 espiras en paralelo, hilo de cobre esmaltado de 0,35 mm.
Ancho del devanado: 26 mm; par de núcleos de Ferroxcube 3C8 E55/28/25 con entrehierro de 0,22 mm.

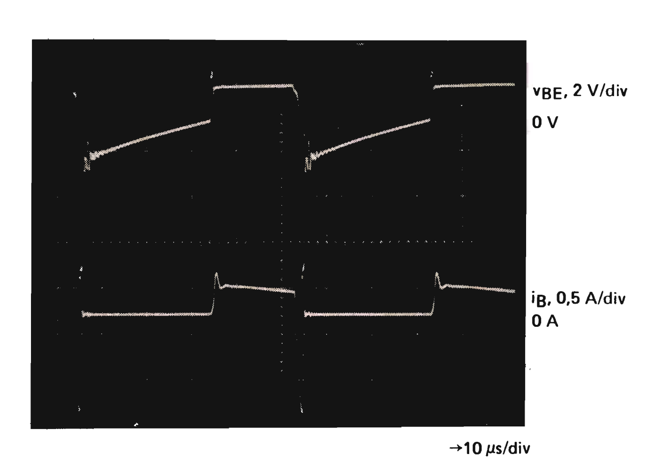
Características

Rendimiento: el rendimiento entrada-salida es de un 75% para una tensión de red de 220 V y carga total (150 W).

Regulación de salida: en las curvas de regulación de salida de las figuras 4 y 5 se ve que la tensión de salida (150 V) se mantiene dentro del 0,4% al variar la carga entre 100 W y 150 W y la tensión de red entre 220 V – 15% (unos 180 V) y 220 V + 20% (unos 260 V).

La respuesta a transitorios se da en la figura 6: una variación brusca de 0,3 A en la corriente de salida da lugar a un transitorio de salida de 8,8 V (alrededor del 0,5%).

v_{CE}, 200 V/div
i_C, 1 A/div
→10 μs/div



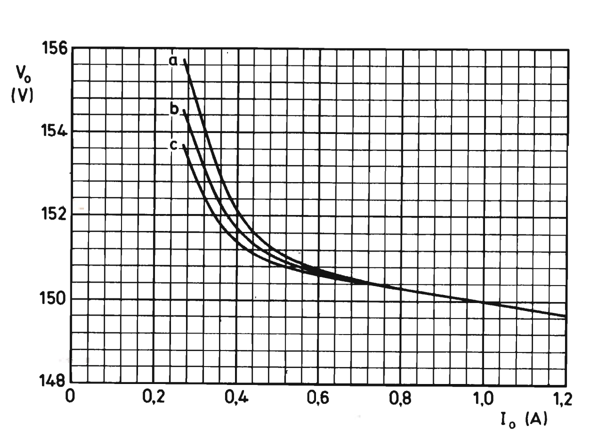


Figura 4. Regulación de carga para la tensión de red igual a (a) 260 V, (b) 220 V, (c) 190 V.

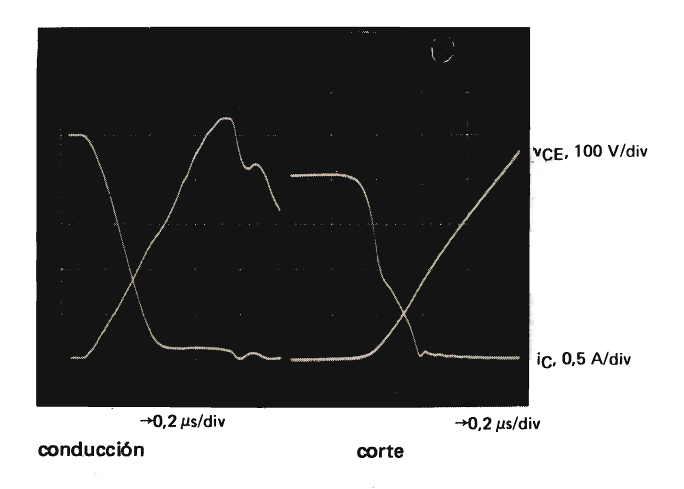


Figura 3. Formas de onda del transistor BDY93; tensión de red de 220 V y carga de 150 W.

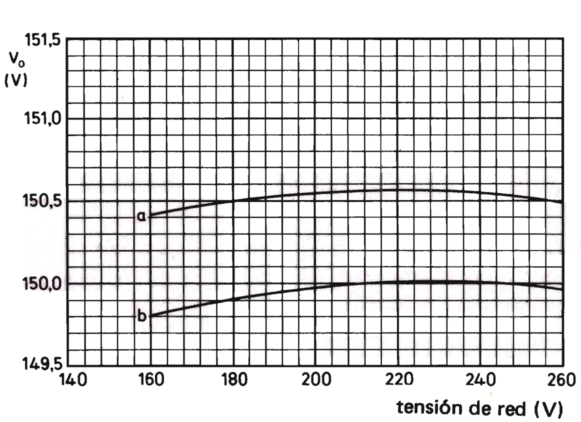


Figura 5. Tensión de salida en función de la tensión de red para la potencia de salida igual a (a) 100 W, (b) 150 W.

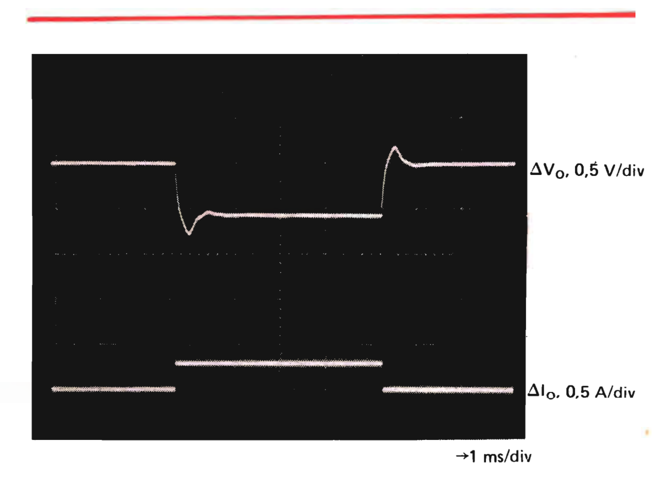


Figura 6. Respuesta a transitorios de la fuente de alimentación conmutada de 150 V, 1 A para la carga conmutada entre 100 W y 150 W.

Ondulación de salida: como se ve en la figura 7, la ondulación de la red pico a pico en la salida es menor que 0,1 V para tensiones de red por debajo de 180 V. La ondulación de alta frecuencia es de 50 mV pico a pico.

Condición de carga nula: aunque esta fuente de alimentación ha sido diseñada para una carga entre 100 W y 150 W, la supresión de la carga no producirá daños. Ya que el mínimo ciclo de trabajo que se puede obtener cuando se utiliza el circuito TDA2640 es el 20%, los ciclos de conducción serán pasados por alto. La tensión de pico de colector no es superior a 680 V ($V_{CESM\ máx}$ para el transistor BDY93 es 750 V).

La temperatura ambiente no debe ser superior a 60°C.

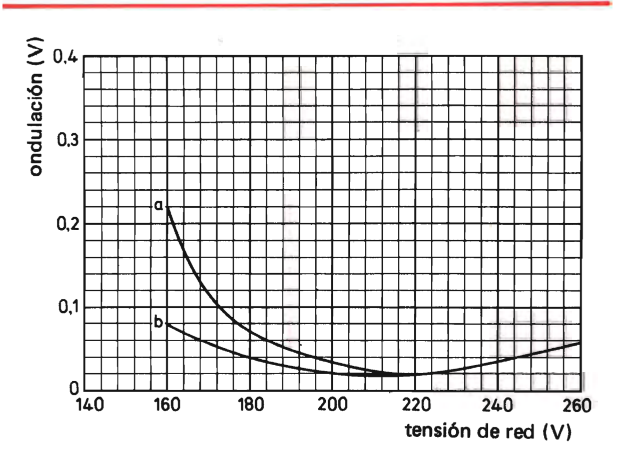
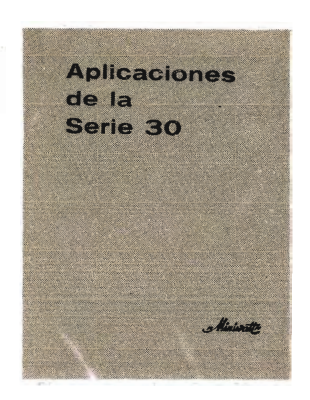


Figura 7. Ondulación de la tensión de red pico a pico en la salida de c.c. en función de la tensión de red para la potencia de salida igual a (a) 150 W, (b) 100 W.

APLICACIONES de la SERIE 30



La serie FZ/30 consta de una gama ideal de componentes lógicos que comprende las funciones y biestables usuales, junto con los elementos de acoplamiento esenciales para una fácil adaptación de equipos periféricos realizados con esta serie, a equipos realizados con las series FJ(TTL) y FC(DTL) y se completa con elementos híbridos indispensables en todo sistema, tales como temporizadores, amplificadores de potencia y fuente de alimentación.

ELEVADA INMUNIDAD ESTATICA A RUIDO

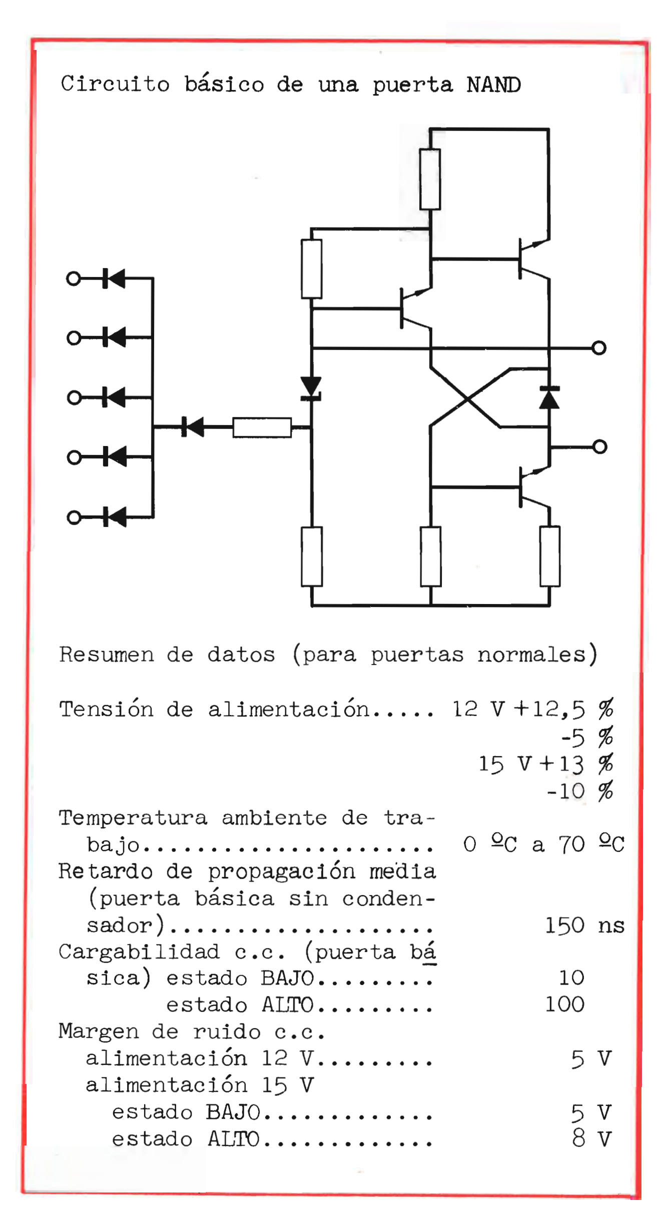
Inmunidad estática a ruido de 5 V, para alimentación de 12 V, y de 8 V, para alimentación de 15 V. Estos valores son sumamente significativos si se comparan con los de otras series, y destacan la necesidad de utilizar la serie 30 en equipos en los que se esperan niveles importantes de ruidos.

ELEVADA INMUNIDAD DINAMICA A RUIDO

Elevada inmunidad dinámica a ruido gracias a largos retardos de propagación y lentos tiempos de subida y caída. Es ajustable (conectando un condensador a la base del transistor excitador) a las condiciones de rapidez de respuesta y frecuencia máxima de funcionamiento del equipo.

BAJA IMPEDANCIA DE SALIDA

Baja impedancia de salida en los dos estados lógicos que suprime fácilmente cualquier ruido acoplado a través de las líneas de interconexión.



Circuito básico de una puerta NAND

Resumen de datos (para puertas normales)

Tensión de alimentación.....	12 V +12,5 % / -5 %
	15 V +13 % / -10 %
Temperatura ambiente de trabajo......................	0 ºC a 70 ºC
Retardo de propagación media (puerta básica sin condensador)..................	150 ns
Cargabilidad c.c. (puerta básica) estado BAJO.........	10
estado ALTO.........	100
Margen de ruido c.c. alimentación 12 V.........	5 V
alimentación 15 V estado BAJO.............	5 V
estado ALTO.............	8 V

Una amplia y práctica exposición sobre la SERIE 30, familia de elementos especialmente indicados para su aplicación en equipos de control, de maniobras y en periféricos en general.

REDES LOGICAS PROGRAMABLES

Este artículo proporciona la informacion básica de las redes lógicas programables e introduce los circuitos integrados 82S100 y 82S101.

Integración a gran escala en el área lógica

A nivel de sistema, la integración a gran escala (LSI) ha resultado extremadamente cara en aplicaciones de memoria. Sin embargo, en el área lógica, aunque la integración a gran escala en principio puede reducir apreciablemente los precios de los componentes, los diseños de sistemas mayores de ingeniería han resultado caros. A partir de esto se deduce que sólo pueden utilizarse productos de elevado volumen a partir de integración a gran escala.

Normalmente existen dos aproximaciones principales que resuelven el dilema de la integración a gran escala en el área lógica:

- dispositivos no programables tales como la memoria de acceso aleatorio RAM y el microprocesador;
- dispositivos programables, programados durante la fabricación tal como la memoria pasiva ROM o programados en el campo por el usuario tales como la memoria pasiva programable (PROM) y la red lógica programable de campo (FPLA).

Este artículo proporciona la información básica sobre las redes lógicas programables de campo (FPLA), redes lógicas que proporcionan las ventajas de la integración a gran escala para funciones lógicas y de control y que pueden programarse en el campo por el usuario. Daremos primero un repaso a los dispositivos de integración a gran escala en el área lógica para comprender mejor la estructura y utilización de las redes lógicas programables de campo (FPLA).

Las memorias de acceso aleatorio (RAM) tienen ambos ciclos de lectura y de escritura y sus contenidos pueden variarse dinámicamente mediante control del programa.

Una memoria de sólo lectura (ROM) es una memoria en la que sólo los ciclos de lectura pueden variarse y donde el conjunto de datos está fijado por el fabricante en un proceso de enmascaramiento. Las memorias ROM dieron lugar a la revolución de la microprogramación que comenzó alrededor de 1970, y desde entonces se han aplicado de forma tan amplia que el conocimiento de su función es una herramienta standard en todo repertorio del diseñador de circuitos lógicos. Su elevada fiabilidad, elevado rendimiento, bajo precio y general aplicación, los han hecho importantes revolucionando el precio, el rendimiento, la posibilidad y la utilidad de un margen muy amplio de nuevos sistemas. La desventaja inherente de tener sus programas fijados por un procedimiento de enmascaramiento durante la fabricación, ha limitado su aplicación en áreas de elevado volumen. Pero, como una extensión y sustitución de las memorias ROM, se han desarrollado memorias ROM programables por el usuario (PROM) en las que el dispositivo puede ser programado después de la fabricación. Las memorias programables PROM han encontrado aplicación en todas las áreas donde se han utilizado las memorias ROM.

Lógica aleatoria

Los dispositivos de lógica aleatoria han sido el comienzo del aumento de las aplicaciones lógicas digitales. Debido a su nivel de integración relativamente bajo, la flexibilidad es casi infinita. Se han agrupado algunas combinaciones de puertas para realizar la función lógica deseada con un amplio margen velocidad/desconexión. La fiabilidad del circuito individual es excelente. Las logísticas de diseño, la comprobación y la fabricación de un sistema que utiliza lógica aleatoria son muy complejas debido a la gran cantidad de dispositivos diferentes que se tienen que utilizar.

El tiempo de diseño es largo ya que requiere una compleja placa de circuito impreso y una costosa comprobación. Para niveles de integración más elevados, disminuye la necesidad de la lógica aleatoria y se reduce el grado de flexibilidad, pero no se elimina totalmente ya que se requiere como "enlace" entre los dispositivos de nivel más elevado para hacer la combinación en un sistema.

Redes lógicas programables

Las redes lógicas programables (PLA) son, en principio, redes de igual memoria que las puertas lógicas AND/OR, cuya salida es la suma de las funciones producto parciales de la entrada de información, que se programan durante la fabricación mediante un proceso de enmascaramiento.

La configuración general de las redes lógicas programables, les proporciona amplia flexibilidad de aplicación: pueden utilizarse para manejar lógica combinatoria; como controladores para redes de estado secuencial; como generadores de carácter para impresoras grandes y no usuales; o para algunas de estas aplicaciones al mismo tiempo. Lo que les falta a las redes PLA es la posibilidad de programarlas después de la fabricación –un hecho que aumenta en mucho la utilidad de las memorias programables de sólo lectura–.

Hasta hace poco tiempo, sólo habían dos formas de programar las redes PLA. Una de ellas consistía en enmascarar sus programas; la otra consistía en quemar con un laser sus interconexiones. Ambos métodos requerían que los diseñadores estuvieran muy seguros de que el diseño era correcto antes de aplicarlos. Desarrollos recientes han producido las "redes lógicas programables de campo" (FPLA) en las que se utilizan incluso fusibles eléctricos para establecer el programa requerido. Como veremos más adelante, las redes FPLA son los nuevos elementos lógicos ideales que tienen un gran futuro.

Realización de las funciones lógicas

Una propiedad muy conocida de una función lógica es que se puede representar por una suma de productos. Por ejemplo, una función F_x que se define mediante la tabla de verdad de la tabla 1, puede escribirse de la siguiente manera:

$$F_x = \bar{A}.\bar{B}.C.\bar{D} + \bar{A}.\bar{B}.C.D + \bar{A}.B.\bar{C}.\bar{D} + \bar{A}.B.C.\bar{D} + \bar{A}.B.C.D + A.\bar{B}.\bar{C}.D + A.\bar{B}.C.D + A.B.\bar{C}.\bar{D} + A.B.\bar{C}.D$$

Se puede simplificar esta representación de varias maneras –teniendo en cuenta las condiciones no importantes– resultando por ejemplo:

$$F_x = A.\bar{B} + A.\bar{C} + \bar{A}.C + \bar{C}.\bar{D},$$

que es el formato necesario para ser utilizado en las redes FPLA (una suma de términos producto).

Esta función se puede realizar en hardware como se muestra en la figura 1. Además, se puede realizar de esta forma cualquier función lógica; este esquema universal es la base de la red lógica programable.

Tabla 1.

M_n	A	B	C	D	F_x	
0	0	0	0	0	X	
1	0	0	0	1	0	
2	0	0	1	0	1	$\bar{A}.\bar{B}.C.\bar{D}$
3	0	0	1	1	1	$\bar{A}.\bar{B}.C.D$
4	0	1	0	0	1	$\bar{A}.B.\bar{C}.\bar{D}$
5	0	1	0	1	0	
6	0	1	1	0	1	$\bar{A}.B.C.\bar{D}$
7	0	1	1	1	1	$\bar{A}.B.C.D$
8	1	0	0	0	X	
9	1	0	0	1	1	$A.\bar{B}.\bar{C}.D$
10	1	0	1	0	X	
11	1	0	1	1	1	$A.\bar{B}.C.D$
12	1	1	0	0	1	$A.B.\bar{C}.\bar{D}$
13	1	1	0	1	1	$A.B.\bar{C}.D$
14	1	1	1	0	0	
15	1	1	1	1	0	

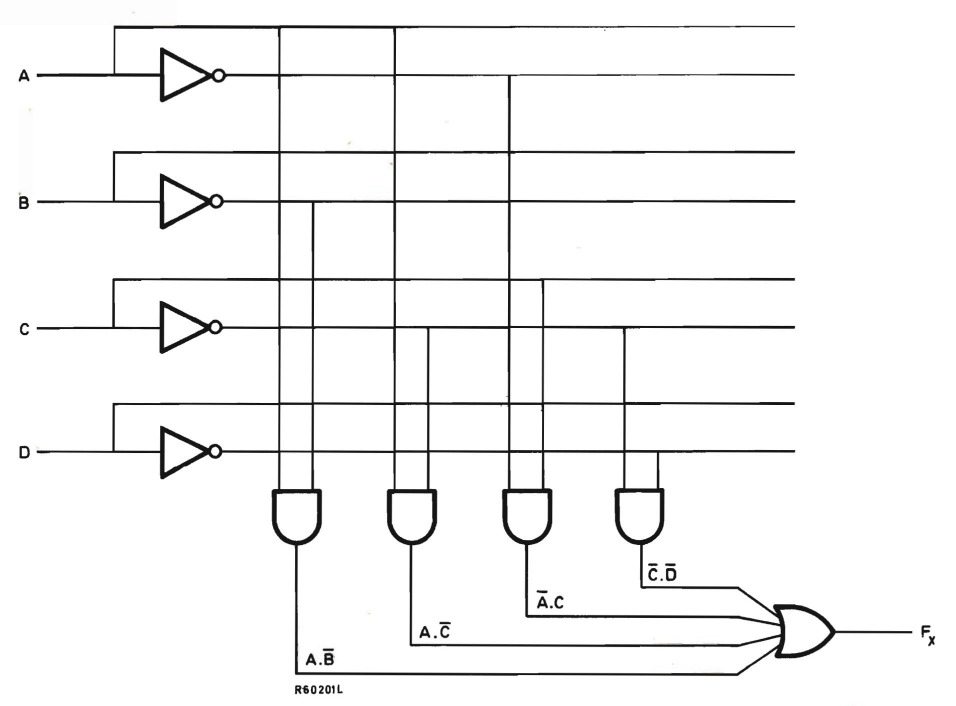


Figura 1. Realización en hardware de la función lógica $F_X = A.\bar{B} + A.\bar{C} + \bar{A}.C + \bar{C}.\bar{D}$.

Principios de la red lógica programable de campo (FPLA)

La forma básica de los circuitos FPLA comprende tres secciones:

– circuitos OR que producen I_0 e $\bar{I}_0$, etc.;
– una matriz producto programable cuyas variables de entrada AND forman los términos producto;
– una matriz suma programable cuyos términos producto OR dan lugar a las funciones descritas anteriormente.

Además, las salidas de los circuitos OR pueden programarse para determinar el estado lógico verdadero de cada función, mientras que se proporcione una entrada de inhibición CE para fácil ampliación.

La filosofía FPLA consiste en proporcionar suficiente hardware que genere el estado verdadero de una función y que elimine cualquier capacidad de almacenamiento adicional que dé lugar a estados falsos. Por lo tanto, la capacidad de compresión de las redes FPLA es notable.

Cada columna de la matriz de información (término producto) funciona igual que un comparador lógico, programado para reorganizar cierta combinación de la entrada de información; y el estado de cada entrada puede estar programado a Verdad, Falso, o ambos.

Cuando aparece en la entrada cualquier combinación programada, la correspondiente columna de la matriz de información (término producto) pasa a ALTO (lógica activa), manteniendo todas las salidas de la matriz OR conectadas a esta columna en su estado lógico Verdad programado. Recíprocamente, para todas las combinaciones lógicas no programadas en las entradas, todas las columnas permanecen en estado BAJO, obligando a todas las salidas conectadas a esta columna a su estado lógico FALSO por defecto.

En los circuitos FPLA, se pueden utilizar 16 variables de entrada (n = 15) para decodificar un mínimo de 48 términos producto por encima de 65536, por ejemplo 2^{16} combinaciones de entrada posibles, mientras que todos los términos producto pueden ser ocho (m = 7) independientemente de las funciones de salida.

Ambas matrices AND y OR así como el estado lógico verdad de las salidas pueden programarse en el campo por el usuario por medio de la tecnología de cadena de fusibles de Ni-Cr.

¿Por qué no una memoria PROM?

En una memoria PROM, todas las palabras en la matriz de almacenamiento se obtienen mediante un decodificador fijo (no programable) interior al dispositivo. El tamaño de este decodificador y de la doble matriz de almacenamiento para cada entrada de información

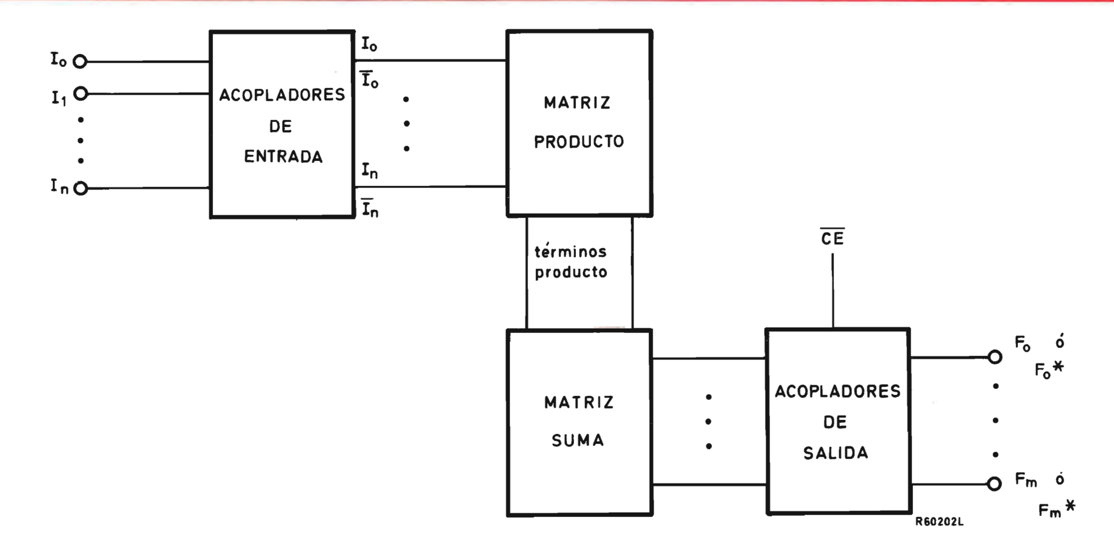


Figura 2. Diagrama de bloques de los circuitos FPLA.

adicional es ($2^{n+1} = 2 \times 2^n$). En una memoria PROM de 256 X 8, el decodificador interno selecciona una de 256 palabras examinando 8 entradas de información. Para una memoria PROM de 512 X 8, se selecciona una de 512 palabras mediante un doble decodificador examinando 8 entradas de información. El tamaño de la matriz de almacenamiento de la memoria PROM está indiscutiblemente ligado al tamaño del decodificador y será doble para cada bit de información adicional.

En contraste con las memorias PROM, la red FPLA tiene un decodificador interno programable, de modo que no está estrictamente limitado por el número de entradas que examina. Un circuito FPLA tiene 16 entradas al decodificador; si fuera una memoria PROM, el decodificador debería ser suficientemente grande para memorizar las 65536 palabras. En nuestro circuito FPLA el decodificador sólo debe ser suficientemente grande como para memorizar 48 palabras –los términos producto de la red FPLA– por encima de un campo de información total de las 65536 posibles combinaciones de entrada.

En una memoria PROM, a veces la misma palabra de salida está generada por diversas combinaciones de entrada, lo que significa que algunas entradas representan una condición no importante. Debido a que en la red FPLA, estas condiciones no importantes pueden programarse bien, se puede activar un término producto por más de una combinación de entrada. Por tanto, la capacidad mínima del circuito FPLA es de 48 palabras de 8 bits. En la práctica, la capacidad es bastante mayor que esta:

- los 48 términos producto representan normalmente muchas más informaciones (palabras PROM);
- todas las palabras que contienen el cero no están totalmente almacenadas pero se generan por defecto.

Circuitos FPLA

Los circuitos FPLA ofrecen tri-estados (82S100) o capacidad de colector abierto (82S101).

NOMOGRAMAS DE DISEÑO DE TRANSFORMADORES PARA FUENTES DE ALIMENTACION CONMUTADAS

Se dan en este artículo una serie de nomogramas para el cálculo y diseño de transformadores para las distintas clases de fuentes de alimentación conmutadas. Se emplean núcleos de Ferroxcube tipo 3C8 para dichos transformadores.

Para simplificar el diseño de transformadores para convertidores de fuentes de alimentación conmutadas, se ha preparado una serie de nomogramas que, juntos, permiten hacer un diseño prácticamente exacto en el mínimo tiempo. Se emplean núcleos EC de Ferroxcube 3C8, específicamente diseñados para su aplicación en fuentes de alimentación conmutadas, junto con sus formitas correspondientes. Las dimensiones de estas formitas han sido tenidas en cuenta en el diseño de los nomogramas.

Para cada nomograma se dan unas breves instrucciones, y un ejemplo típico. A pesar de esto, se aconseja que, hasta que el usuario se familiarice con el procedimiento, consulte todo el texto cada vez que utilice los nomogramas. Se ha tenido mucho cuidado durante la preparación e impresión de los nomogramas para asegurar que la reproducción sea exacta.

Consideraciones y reglas de medida

Los nomogramas se aplican a transformadores de fuentes de alimentación conmutadas que utilizan pares de los nuevos núcleos EC de Ferroxcube 3C8. En los casos que no se cumplan estas consideraciones, se darán las observaciones necesarias en el apartado correspondiente.

Todos los símbolos utilizados en este artículo se dan en la tabla 1.

El convertidor

Se supone que el convertidor funciona a una frecuencia fija, y que forma parte de una realimentación por la que se controla la tensión de salida de la fuente de alimentación variando el factor de trabajo del convertidor.

Tabla 1. Símbolos utilizados y sus unidades de medida.

símbolo	unidades	descripción
A_{Cu}	mm^2	área total del cobre en un devanado del transformador
A_W	mm^2	ventana disponible del devanado
f	kHz	frecuencia de funcionamiento del convertidor
F_R		relación entre la resistencia de c.a. y la resistencia de c.c. del devanado
F_W		factor de cobre A_{Cu}/A_W
$I_{mag\,M}$	A	máxima corriente magnetizante del primario
I_O	A	corriente continua de salida del convertidor
l_s	mm	espesor del espacio entre las dos mitades del núcleo (para un transformador inverso)
L_p	μH	inductancia del primario del transformador
L_s	μH	inductancia del secundario del transformador
n		número de espiras (en un devanado)
n/V	V^{-1}	espiras/voltio del devanado
P_C	W	pérdidas en el núcleo
P_T	W	pérdidas totales en el transformador
P_O	W	potencia total en el transformador
$P_{tr\,mín}$	W	mínima potencia total para buena regulación (transformadores de convertidor en contrafase)
P_W	W	pérdidas en el devanado del transformador
$R_{L\,mín}$	Ω	mínima resistencia de carga para máxima corriente de salida (transformadores de convertidor inverso)
r		relación de espiras
s_n		número de hilos de la espira
T_a	°C	temperatura ambiente
$T_{cp\,máx}$	°C	máxima temperatura permisible del polo central
V_i	V	tensión de entrada de c.c. del convertidor
V_O	V	tensión de salida de c.c. del convertidor
V_R	V	caída de la tensión de salida del convertidor
α		relación $\phi_{M\,máx}/\phi_M$
δ		factor de trabajo
Δ		relación $I_{O\,mín}/I_{O\,máx}$ para $\delta_{mín} = \delta_{máx} = 0{,}5$ para un convertidor inverso
$\Delta T_{cp\text{-}a}$	°C	diferencia de temperatura entre el polo central y el ambiente
μ_a		permeabilidad relativa de un par de núcleos sin entrehierro
ϕ_M	Wb	máximo flujo de un núcleo normal
$\phi_{M\,máx}$	Wb	máximo flujo permisible en el núcleo. Para la serie EC de núcleos éste corresponde a 0,32 T en un polo central de área mínima para $T_{cp} = 100°C$
$\phi_{M\,trans}$	Wb	máximo flujo del núcleo transitorio (peor caso)

Además, el factor de trabajo máximo se ha tomado igual a 0,5. Si se aplica un factor de trabajo máximo distinto de 0,5, el nomograma resultante necesitará corrección.

En el nomograma 3, para otros valores de $\delta_{máx}$ habría que modificar el valor de la relación espiras/voltio obtenido. Para todos los primarios y los secundarios de transformadores de convertidores directos y en contrafase, la relación espiras/voltio requerida n'/V, se obtiene a partir de:

$$n'/V = 2\delta_{máx}\, n/V.$$

Para los secundarios de transformadores de convertidores inversos, la modificación es:

$$n'/V = \frac{\delta_{máx}}{1 - \delta_{máx}}\, n/V.$$

El valor de la potencia que se deduce de los nomogramas 7 y 10, debe cambiarse también si $\delta_{máx}$ es distinto de 0,5. El valor requerido, P_0' o P_{tr}', se obtiene a partir de:

$$P' = P/\sqrt{(2\delta_{máx})}.$$

El transformador

Temperatura

La máxima temperatura del núcleo del transformador, que se presenta en la rama central, se ha tomado igual a 100°C.

Distancia de contorno

Si las dimensiones del devanado están implicadas en la construcción del nomograma, se toma un espacio de 4 mm a cada lado del devanado como puede verse en la figura 1. Si se omite este espacio y el devanado ocupa

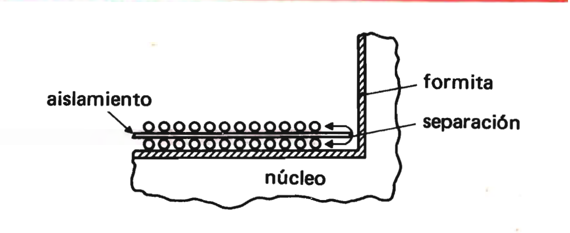


Figura 1. Separación bobinado-formita.

todo el ancho disponible de la formita, entonces habrá que modificar la potencia total obtenida a partir del nomograma 7. La nueva potencia, P'_0, está dada por:

$$P'_O = K_i P_O,$$

donde K_i depende del tipo de núcleo y sus valores se dan en la tabla 2.

Devanados

Son posibles diversas configuraciones de devanados. En transformadores en contrafase, todos los devanados contribuyen a la potencia útil. Estas configuraciones son: (1 + 1), un solo primario y un solo secundario; (1 + 2), un solo primario y un secundario dividido o un primario dividido y un solo secundario; y (2 + 2), un primario dividido y un secundario dividido. Para transformadores de convertidores directos, en el nomograma 7 se dan los siguientes casos: (1 + 1), un solo primario y un solo secundario; (1 + 2), un solo primario, un devanado de recuperación de energía y un solo secundario. En cada caso, se ha considerado que cada devanado o cada parte de un devanado dividido, ocupa el mismo espacio que cada uno de los otros devanados. Es decir, en el caso (1 + 2), cada devanado ocupa 1/3 del espacio total de los devanados.

Tabla 2. Factor de cálculo K_i para cuando se omite el espacio de 4 mm para la distancia de separación.

tipo núcleo	EC35	EC41	EC52	EC70
K_i	1,26	1,22	1,18	1,11

En el caso de transformadores de convertidores inversos, se han considerado dos casos en el nomograma 7. La configuración (1 + 1) consta de un solo primario y de un solo secundario y la (1 + 2) de un primario, un secundario y un devanado limitador de corriente. Se ha considerado también que todos los devanados ocupan el mismo espacio.

Si se utilizan otras proporciones entre devanado de potencia y devanado de no potencia, el valor de P_0 dado para los casos de contrafase, directo e inverso (1 + 1), puede modificarse utilizando la expresión:

$$P'_O = P_O \left(\frac{\text{área ocupada por devanados de potencia}}{\text{área total devanados}} \right).$$

Finalmente, se ha considerado que sólo la mitad de un devanado dividido conduce a la vez.

Empleo de los nomogramas

En la tabla 3 se da la información necesaria para empezar el diseño de un transformador utilizando los nomogramas.

Nomograma 1: elección preliminar del núcleo

Los cuatro gráficos que comprende el nomograma 1 se basan en las suposiciones simplificadas de las condiciones de trabajo normales. Estas son:

- la temperatura del núcleo es 40°C superior a la temperatura ambiente y la temperatura media del devanado es de 100°C;

Tabla 3. Información necesaria para comenzar un diseño de transformador de convertidor.

tipo de circuito convertidor		
configuración del devanado (cada devanado toma la misma parte del formador de bobina)	1 + 1 1 + 2 2 + 2	
máxima tensión de entrada de c.c.	$V_{i\,máx}$	V
mínima tensión de entrada de c.c.	$V_{i\,mín}$	V
corriente continua de salida	I_O	A
tensión de c.c. de salida	V_O	V
frecuencia de funcionamiento	f	kHz
sólo para convertidores inversos:		
máximo factor de trabajo	$\delta_{máx}$	
mínima corriente de salida para la cual la regulación constante δ se mantiene	$I_{O\,mín}$	A

– F_W/F_R = 0,4 (véase la tabla 1);
– el valor de α es fijo;
– se deja un espacio de 4 mm a cada lado de los devanados.

Si el aumento de temperatura del polo central es diferente de los 40°C considerados, entonces se debe modificar el valor de la potencia total utilizada para la elección del núcleo. El nuevo valor, P'_O, está dado por:

$$P'_O = P_O\sqrt{(\Delta T_{cp\text{-}a}/40)} = P_O\sqrt{\{(100 - T_a)/40\}}.$$

Convertidores en contrafase

Si se ha elegido un convertidor en contrafase, se aplican los nomogramas 1a y 1b. La diferencia entre ellos consiste en que en el nomograma 1a se supone equilibrio perfecto mientras que en el nomograma 1b se permite una componente de corriente continua de magnetización del núcleo debida a algún desequilibrio del convertidor.

El caso de desequilibrio se realiza utilizando un valor de α diferente en los dos nomogramas. El mínimo valor de α que se puede considerar, está fijado por la fluctuación anticipada de la tensión de entrada del convertidor. Si esta tensión se obtiene de la red mediante rectificación, α será mínimo si la fuente de alimentación está diseñada sólo por una tensión nominal de red y sólo se permiten sus variaciones.

Esencialmente, el valor de α es una medida de la capacidad del núcleo del transformador para manejar transitorios sin saturarse. En funcionamiento normal, el lazo de realimentación de un convertidor directo o en contrafase ajusta el ciclo de trabajo para mantener constante la tensión de salida. Es decir, para una potencia de salida constante, $V_c \propto \delta V_i$ y, por tanto, $\delta \propto 1/V_i$. Pero, el máximo flujo del núcleo también es proporcional a δV_i, y por tanto esta cantidad se mantiene constante, el flujo máximo depende de la tensión de entrada. Por tanto:

$$\delta V_i = \delta_{mín}\, V_{i\,máx} = \delta_{máx}\, V_{i\,mín} \propto \phi_M = \text{constante}$$

Sin embargo, bajo ciertas condiciones transitorias, por ejemplo un repentino aumento de carga si $V_i = V_{i\,máx}$, es posible tener $V_i = V_{i\,máx}$ y $\delta = \delta_{máx}$ simultáneamente. Así, el máximo flujo transitorio será:

$$\phi_{M\,trans} \propto V_{i\,máx}\,\delta_{máx}$$

y por tanto:

$$\frac{\delta_{M\,trans}}{\phi_M} = \frac{V_{i\,máx}}{V_{i\,mín}}.$$

Normalmente, $\phi_{M\,trans}$ se toma muy próximo a $\phi_{M\,máx}$, pero con cierto margen de seguridad: es decir $\phi_{M\,trans} \approx \phi_{M\,máx}$. Por tanto, se deduce que:

$$\alpha = \frac{\phi_{M\,máx}}{\phi_M} \approx \frac{\phi_{M\,trans}}{\phi_M} = \frac{V_{i\,máx}}{V_{i\,mín}}$$

Considerando el fallo de la red, la ondulación y la caída del rectificador, se deben considerar las siguientes variaciones de la tensión de red.

tensión nominal de red (ef.)	$V_{i\,max}$ (c.c.)	$V_{i\,min}$ (c.c.)	
220	340	198	V
240	371	216	V

Esta es la situación considerada en el nomograma 1a, donde se toma para α un valor igual a 1,72.

Si las pérdidas en el núcleo son inaceptablemente elevadas, o si el convertidor está imperfectamente equilibrado, será necesario utilizar $\phi_{M\,trans} < \phi_{M\,máx}$.

Esta es de hecho la situación cubierta por el nomograma 1b, donde se supone un valor de α = 3,44. Esto da lugar a $\phi_{M\,trans} = 1/2\ \phi_{M\,máx}$, que, en el caso de un funcionamiento desequilibrado del convertidor permite una componente de c.c. del flujo del núcleo de hasta $1/2\ \phi_{M\,máx}$.

Convertidores directos

El nomograma 1c se aplica a transformadores de convertidores directos. Se considera un valor de α = 1,72: los argumentos para esta elección son los mismos que los dados para los convertidores en contrafase.

Convertidores inversos

El nomograma 1d, para la elección del núcleo del transformador de un convertidor inverso, contiene un nuevo parámetro, Δ. Este parámetro se determina exactamente en el nomograma 2. Sin embargo, para una selección preliminar del núcleo es suficiente una elección

aproximada de Δ de acuerdo con las propiedades del convertidor. Se utilizan dos valores de Δ. El valor $\Delta = 1$ corresponde al tipo de convertidor inverso de autoinducción de oscilación transitoria, en el que el flujo del núcleo cae a cero durante cada ciclo. El valor $\Delta = 0{,}25$ corresponde a un convertidor inverso en el cual el flujo no cae a cero incluso bajo condiciones de carga total; el flujo caerá a cero si la corriente de carga se reduce al 25% de su valor máximo para tensión de alimentación mínima, o al 40% de su valor máximo para tensión de alimentación máxima. En el margen entre 100% y 40% de corriente de salida máxima, la regulación es buena debido a que dentro de este margen el factor de trabajo permanece prácticamente constante.

Para convertidores inversos pasar al nomograma 2 y para convertidores directos y en contrafase al nomograma 3.

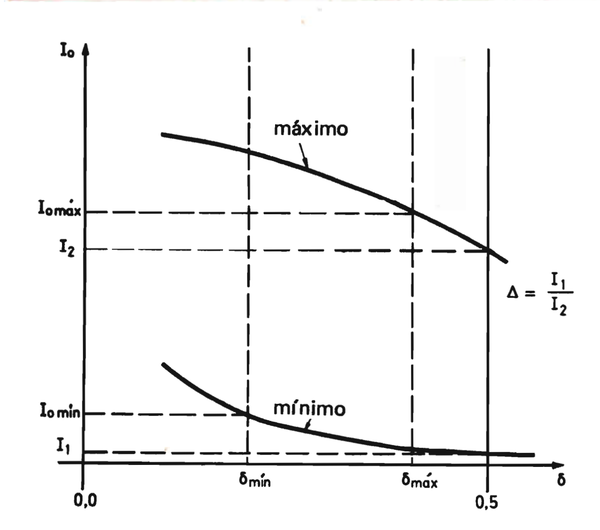


Figura 2. Corriente de salida del convertidor inverso en función del factor de trabajo.

Nomograma 2: Δ en funcion de $I_{o\ máx}/I_{o\ mín}$

Una propiedad importante para un transformador de convertidor inverso es el margen de corrientes de salida en las que proporciona buena regulación sin la necesidad de variar el factor de trabajo. La máxima corriente de salida está fijada por la corriente de pico del primario que, a su vez, está limitada por la densidad de flujo de saturación del transformador y por el aumento de temperatura del núcleo. La corriente de salida mínima es aquella por debajo de la cual el flujo del núcleo cae a cero durante parte del ciclo. Si la corriente de salida cae por debajo de este mínimo, y el factor de trabajo permanece constante, la regulación empeora. Entre estos límites, el factor de trabajo del convertidor es casi independiente de la corriente de carga y la regulación es buena.

La situación se muestra en la figura 2. Al variar el factor de trabajo entre $\delta_{mín}$ y $\delta_{máx}$, entonces, para un valor dado de la corriente de pico del primario, los valores máximo y mínimo de la corriente de salida dependen del factor de trabajo.

Para fines de diseño, debe tomarse $I_{o\ máx}$ como el menor valor de la corriente máxima; esto ocurre para $\delta = \delta_{máx}$. De forma similar, el valor de $I_{o\ mín}$ debe tomarse como el mayor valor de la corriente mínima; esto ocurre para $\delta = \delta_{mín}$.

No es práctico incluir los cuatro parámetros en cada nomograma para convertidores inversos y se sustituyen por un parámetro Δ dependiente de los cuatro. Este parámetro se define por:

$$\Delta = \frac{\text{valor mínimo de } I_o \text{ para } \delta = 0{,}5}{\text{valor máximo de } I_o \text{ para } \delta = 0{,}5}$$

El nomograma 2 relaciona Δ con $I_{o\ mín}$, $I_{o\ máx}$, $\delta_{mín}$ y $\delta_{máx}$. En el nomograma 2a, para hallar Δ se utiliza $\delta_{mín}$ con $I_{o\ mín}/I_{o\ máx}$.

Pasar al nomograma 3.

Nomograma 3: espiras/voltio

La siguiente etapa de diseño consiste en determinar el número de espiras en los devanados primario y secundario. Esto se hace con la ayuda del nomograma 3, utilizando el tipo de convertidor, tipo de núcleo y los valores α y Δ (para convertidores inversos). Todos ellos son conocidos (por lo menos provisionalmente).

Una vez obtenido el valor de espiras/voltio del nomograma 3, la siguiente etapa consiste en determinar el número de espiras de cada devanado. Para determinar las espiras del primario:

$$n_p = V_{i\ mín}\ n/V.$$

Para calcular las espiras del secundario, se debe tener en cuenta la caída de tensión en el rectificador. Para convertidores inversos y en contrafase se tiene:

$$n_s = (V_o + V_R)\ n/V.$$

Para convertidores inversos:

$$n_s = 2(V_o + V_R) n/V.$$

Nota: Si el máximo factor de trabajo no es próximo a

0,5, debe aplicarse la regla de medida para n/V dada anteriormente.

Los valores obtenidos para n_p y n_s probablemente no serán enteros y por tanto hay que remoldearlos. El procedimiento recomendado para ello es el siguiente. Primero se calcula la relación de espiras exacta:

$$r = n_p/n_s.$$

Después, redondear n_s por exceso al próximo entero superior, N_s. Calcular el nuevo número de espiras del primario rN_s. Redondear este valor al entero inmediatamente inferior N_p. Este procedimiento asegura una tensión de secundario suficientemente elevada.

Finalmente, comprobar que $N_p > n_p$; esto asegura que el máximo flujo del núcleo no ha sido aumentado en el proceso de redondeo. Si $N_p < n_p$, aumentar N_s en una espira y volver a calcular N_p. Si N_s o N_p deben ser pares, es necesario repetir este proceso.

Una vez fijado el valor de N_p es posible hallar el valor exacto de α para utilizarlo en cálculos posteriores. Esto puede hacerse volviendo a calcular el valor espiras/voltio:

$$n/V = \frac{N_p}{V_{i\,mín}}.$$

Ahora, comenzando con este nuevo valor, utilizar el nomograma 3 a la inversa para determinar el valor de α. El valor de α obtenido así debe ser utilizado en todos los pasos siguientes de diseño.

Pasar al nomograma 4.

Nomograma 4: pérdida total permisible en el transformador

La máxima temperatura de funcionamiento permisible en el polo central del núcleo es de 100°C. Dada la temperatura ambiente, el aumento de temperatura en el polo central se calcula de la siguiente forma:

$$\Delta T_{cp\text{-}a} = 100 - T_a.$$

Utilizando este valor de $\Delta T_{cp\text{-}a}$ junto con el tipo de núcleo, la pérdida total permisible en el transformador se halla a partir del nomograma 4.

Pasar al nomograma 5.

Nomograma 5: pérdidas en el núcleo

Una vez conocidos el tipo de convertidor, tipo de núcleo, la frecuencia de funcionamiento y el valor de α, y, en el caso de un convertidor inverso el valor de Δ, las pérdidas en el núcleo se pueden determinar a partir del nomograma 5.

Pasar al nomograma 6.

Nomograma 6: pérdida en los devanados, pérdida en el núcleo y rendimiento

El nomograma representa simplemente:

$$P_W = P_T - P_C.$$

Si la línea de construcción pasa por debajo de la punta de la flecha, las pérdidas en el núcleo son demasiado altas y hay que reducirlas. Esto se puede realizar tomando un mayor valor de α o disminuyendo la frecuencia de funcionamiento.

La realización de cualquiera de estos cambios afectará a los cálculos previos, que se tienen que repetir. Se procede de la siguiente forma. Dibujar en el nomograma 6 una nueva línea a partir del valor de P_T conocido, que pase por la punta de la flecha. Leer los valores de P_W y P_C en los cuales la nueva línea corta a las respectivas escalas. Utilizar el valor de P_C en el nomograma 5 para determinar una nueva frecuencia o un nuevo valor de α. Volver al nomograma 3 y repetir de nuevo el diseño.

Pasar al nomograma 7.

Nomograma 7: potencia total del transformador

En este nomograma, se combinan los resultados obtenidos hasta aquí, con el factor F_W/F_R para dar la potencia total del transformador. La relación entre F_W, relleno del transformador o factor de espacio, y F_R, relación entre la resistencia de c.a. y de c.c. del devanado, generalmente está comprendida entre 0,3 y 0,5 para frecuencias de funcionamiento del orden de 25 kHz. Utilizaremos por ejemplo un valor igual a 0,4 para hallar la potencia total disponible o la potencia total requerida que debe tomarse, y se utiliza el nomograma en sentido inverso para hallar el valor de F_W/F_R que se debe obtener en la práctica.

En esta etapa de diseño, con la información disponible se puede obtener una buena estimación de F_R a partir de los nomogramas 13, 14 o 15. En el nomograma 15, el valor de F_R es prácticamente constante alrededor de 1,33.

Para calcular F_W, hallar primero el área total del cobre en el transformador. Esta es la suma de los productos del número de espiras y el área del hilo de cobre en cada devanado:

$$A_{Cu} = \frac{\pi}{4}\,(n_1 d_1^2 + n_2 d_2^2 + \ldots)$$

donde *d* es el diámetro del cobre. El valor de F_W se obtiene entonces dividiendo A_{Cu} por el área de la ventana de la formita, dejando 4 mm a cada lado.

Para un transformador sin este espacio libre de 4 mm o donde el máximo factor de trabajo es diferente de 0,5, utilizar la regla de cálculo dada antes.

El nomograma 7 está basado en la misma fórmula que el nomograma 1, pero con más variables. Por esta razón, su uso determinará si era correcto o no el núcleo que se eligió con la ayuda del nomograma 1. Si el nomograma 7 revela que la potencia requerida sólo puede obtenerse con un elevado valor irreal de F_W/F_R (superior a 0,6), entonces probablemente habrá que volver a empezar el diseño tomando un núcleo mayor. Normalmente, es fácil obtener valores de $F_W/F_R < 0{,}4$ para frecuencias inferiores a unos 25 kHz.

Para un convertidor en contrafase o directo pasar al nomograma 8. Para un convertidor inverso pasar al nomograma 11.

Nomograma 8: inductancia del devanado

El nomograma 8 da la inductancia de un devanado en un núcleo sin entrehierro, como se utiliza en transformadores de convertidores directos y en contrafase. Si en el diseño es importante el valor de la corriente magnetizante del primario, se halla la inductancia del primario con la ayuda de este nomograma y ésta se utiliza para obtener la corriente magnetizante a partir del nomograma 9.

Pasar al nomograma 9.

Nomograma 9: corriente magnetizante del primario

Este nomograma se aplica solamente a transformadores de convertidores en contrafase y directos.

Para un transformador de convertidor en contrafase, pasar al nomograma 10. Para un transformador de convertidor directo pasar al nomograma 13, 14 o 15.

Nomograma 10: potencia de salida mínima para buena regulación

Este nomograma se aplica solamente a convertidores en contrafase. Para obtener buena regulación, se debe tomar cierta potencia de salida mínima de un transformador del convertidor en contrafase. Esta potencia mínima se determina con la ayuda del nomograma. Para los propósitos del cálculo se supone que el choque del filtro de salida tiene una inductancia infinita. Ya que esta condición no se realiza nunca en la práctica, hay que añadir una componente adicional a la autoinducción de salida que se obtiene del nomograma:

$$P_{tot} = P_{tr\ mín} + P_{ch\ mín}.$$

Pasar al nomograma 13, 14 o 15.

Nomograma 11: inductancia del secundario para buena regulación

Este nomograma se aplica sólo a transformadores de convertidores inversos. Define la relación entre el mínimo valor de la resistencia de carga, Δ, la frecuencia de funcionamiento y la inductancia del secundario. El valor obtenido de la inductancia del secundario asegura que la relación $I_{o\ mín}/I_{o\ máx}$ que se utilizó en principio para determinar Δ, puede lograrse para un factor de trabajo constante. Esto asegura que la regulación del convertidor será buena.

Pasar al nomograma 12.

Nomograma 12: espesor del separador del núcleo

Una vez determinada la inductancia del secundario requerida a partir del nomograma 11, y conocido el número de espiras del secundario a partir del nomograma 3, estos valores se utilizan juntos en este nomograma para determinar el espesor del separador necesario. Puede ocurrir que la intersección con la escala del núcleo con entrehierro esté próxima al punto marcado para el tipo de núcleo que se utiliza. Si esto ocurre, se puede utilizar este núcleo con el entrehierro normalizado.

Pasar al nomograma 13, 14 o 15.

Nomogramas 13, 14 y 15: diámetro del hilo de cobre para mínimas pérdidas en el devanado

Los nomogramas 13 y 14 son para hilo de cobre de sección circular. Estos permiten determinar el diámetro total del hilo de cobre para un determinado devanado y para obtener pérdidas mínimas en el devanado.

La elección del nomograma a utilizar depende de la configuración del devanado. En la figura 3 se muestran tres configuraciones posibles. Un devanado *simple* es aquél en el que todo el devanado está arrollado en una formita seguido por todo el otro, como en las figuras 3a y 3b. La distribución de la fuerza magnetomotriz en este devanado se muestra en la figura 4a; la fuerza magnetomotriz alcanza un máximo en la superficie de separación de los dos devanados.

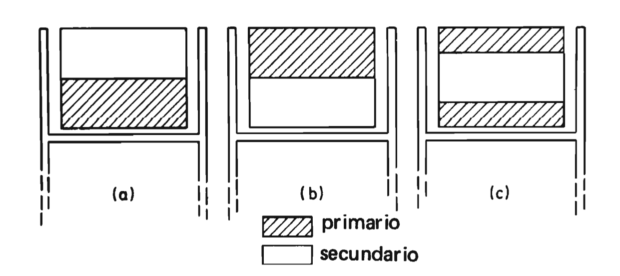


Figura 3. Configuraciones del devanado: (a) y (b) devanados simples; (c) devanado dividido.

Un devanado *dividido* tiene un devanado entre las dos mitades del otro, como se muestra en la figura 3c. En la figura 4b se muestra la distribución de la fuerza magnetomotriz en un devanado dividido. Los dos picos de sentido opuesto que se ven en la figura, serán sólo la mitad del pico para cualquier devanado simple similar. Debido a esto, se inducirán menores corrientes parásitas y las pérdidas serán menores.

Inevitablemente, las menores pérdidas de un devanado dividido no se consiguen sin inconvenientes. Un devanado dividido requiere más blindajes y más aislamientos que un devanado simple, dando lugar a un mayor volumen. Tiene más patillas exteriores por conectar y, por tanto, el precio es mayor. Por esta razón, la elección entre un devanado simple y un devanado dividido depende de cada diseño.

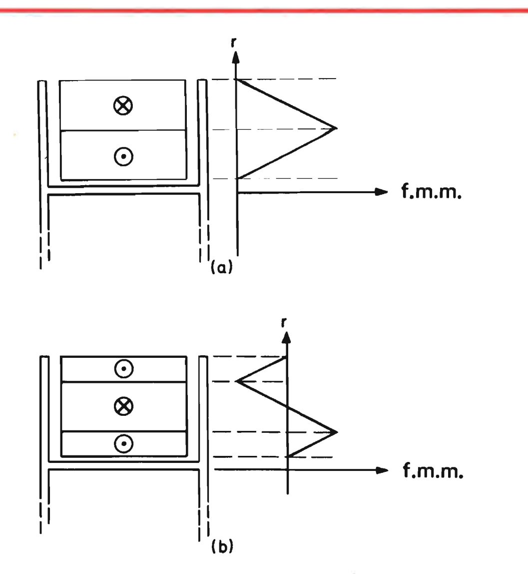


Figura 4. Distribución de la fuerza magnetomotriz en los devanados simples y divididos. (a) Devanado simple. (b) Devanado dividido.

El cálculo de las pérdidas de c.a. en el transformador implica la división del devanado en partes. Una parte es cualquier sección del devanado situado entre las superficies de fuerza magnetomotriz nula y máxima. En un devanado simple, tanto el primario total como el secundario total son partes del devanado. En un devanado dividido, una parte del devanado es la mitad del primario o la mitad del secundario.

Nomograma 13: devanados simples

El nomograma 13 determina el diámetro óptimo del hilo para mínimas pérdidas en los devanados simples. Se aplica a primarios o secundarios completos, y a la mitad de los primarios en un devanado dividido. En el último caso, el número de espiras y el número de capas utilizados en el nomograma corresponden sólo a medio devanado.

El número de capas obtenido a partir del nomograma será invariablemente correcto, pero el diámetro del hilo puede tener un error del 10% aproximadamente y debe tomarse sólo como valor guía. El diámetro obtenido del nomograma incluye una tolerancia del 20% para el aislamiento. Además, el nomograma no asegura que la formita no esté llena en exceso. Esto debe comprobarse mediante cálculo utilizando las dimensiones de la formita y el espesor intermedio requerido. El número de capas puede suponerse y el número de espiras se conoce.

En el nomograma se da un gráfico a partir del cual se puede leer el valor de F_R para un devanado dado el número de espiras, el número de capas y el diámetro del hilo.

Las expresiones $s_n = 1$ y $s_n = 2$ se refieren en este nomograma al número de hilos individuales en un determinado devanado. Utilizar la escala $s_n = 2$ si el devanado es bifilar y si sólo un hilo individual conduce al mismo tiempo.

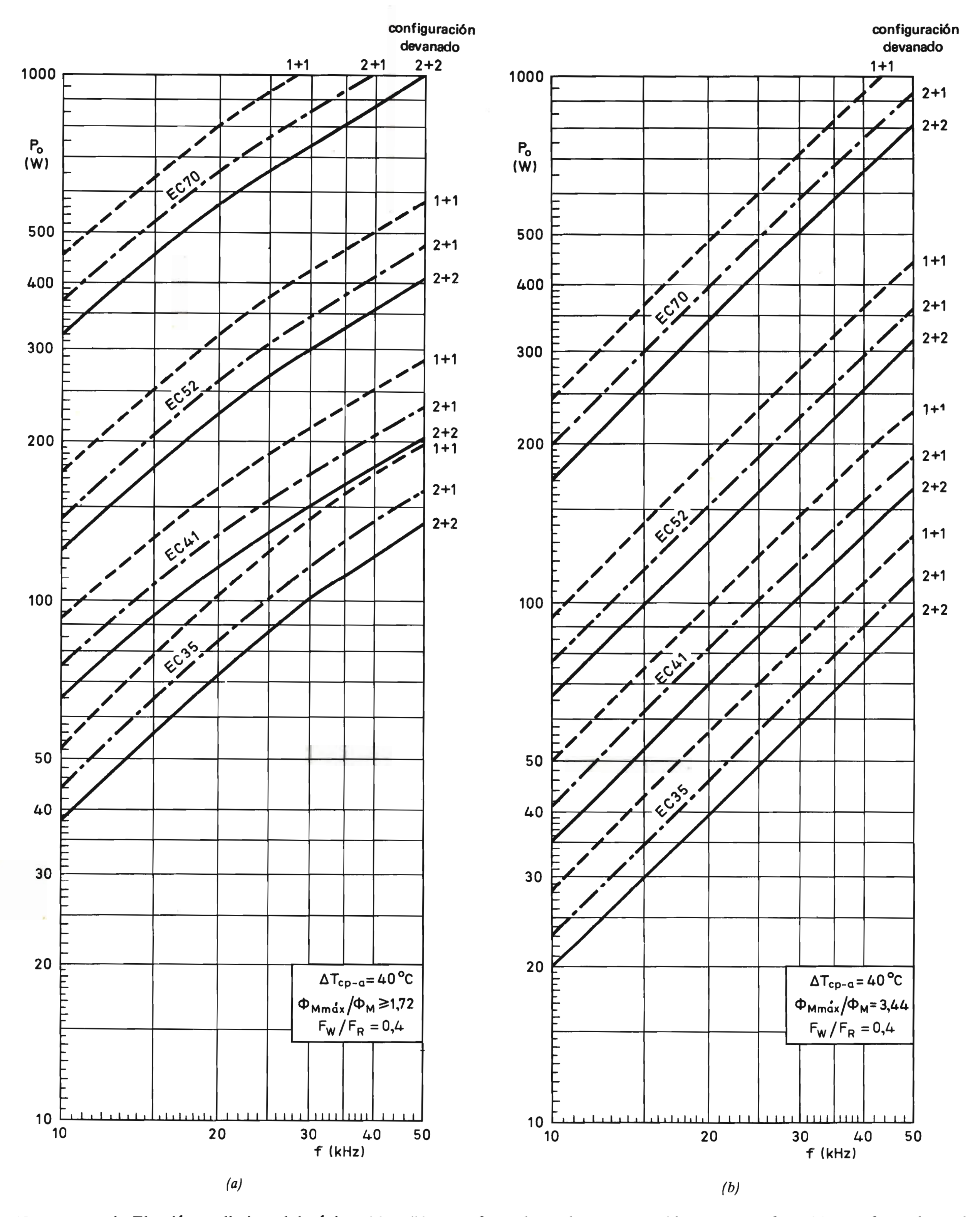
Nomograma 14: devanados divididos

El nomograma 14 se usa específicamente en el caso de un secundario dividido. Se aplica de forma idéntica al nomograma 13.

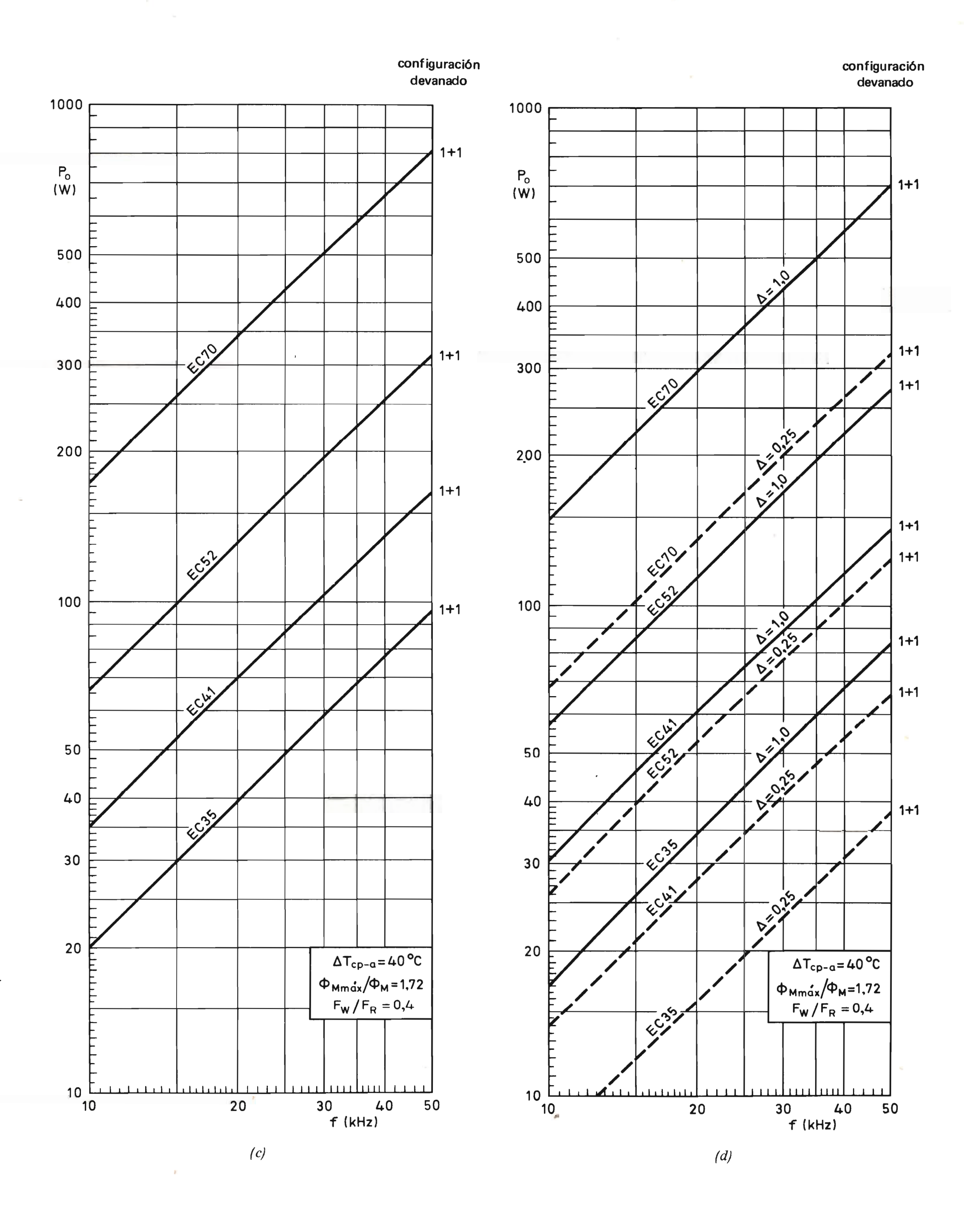
Nomograma 15: devanados en cinta

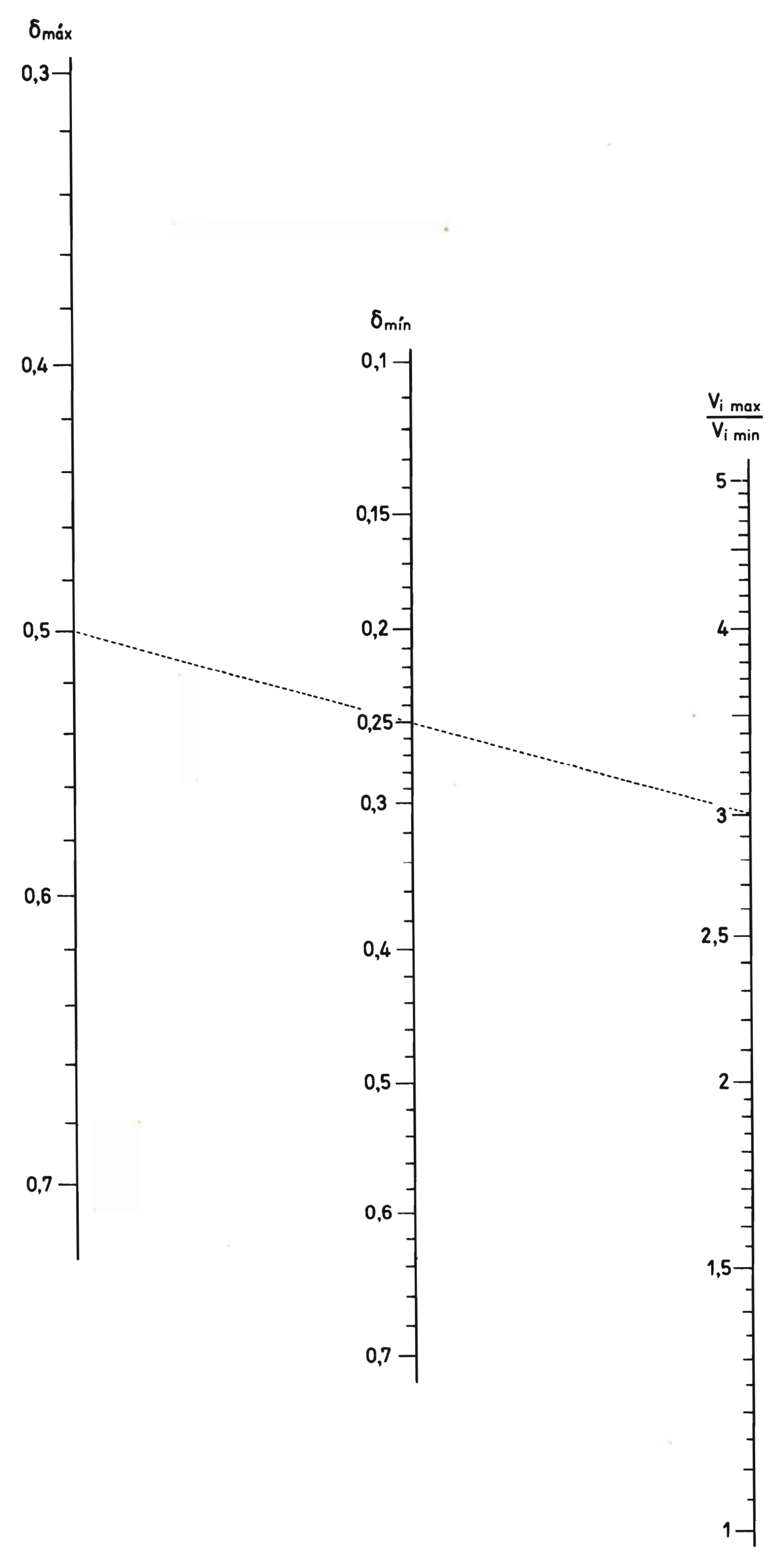
Este nomograma considera los devanados en cinta simples o divididos; se dan las escalas del número de espiras para ambas configuraciones. En este caso el número de espiras y el número de capas son iguales. También se da, al lado de esta escala, un gráfico de F_R.

Nomograma	*Información requerida*	*Resultado*	*Operaciones siguientes*
1. Resumen de instrucciones para el diseño del transformador de un convertidor en contrafase			
1a o 1b	f, P_O, configuración devanado	tipo núcleo	–
3	f, α estimada, tipo núcleo	n/V	calcular N_p, N_s y el valor verdadero de α
4	$\Delta T_{cp\text{-}a}$, tipo núcleo	P_T	–
5	f, α, tipo núcleo	P_C	–
6	P_C, P_T	P_W	comprobar el rendimiento. Es necesario elegir de nuevo f o α
7	P_W, α, tipo núcleo, F_W/F_R, f	P_O, confirmación del tipo de núcleo	–
8	N_p, tipo núcleo	L_p	–
9	$V_{i(mín)}$, f, L_p	$\hat{I}_{mag}$	–
10	f, α, tipo núcleo	$P_{tr\ mín}$	sumar $P_{ch\ mín}$
13, 14, 15	N, configuración devanado, f, tipo núcleo	número capas, F_R, D_O	comprobar los devanados que son adecuados para formita
2. Resumen de instrucciones para el diseño del transformador de un convertidor directo			
1c	f, P_O, configuración devanado	tipo núcleo	–
3	f, α estimada, tipo núcleo	n/V	calcular N_p, N_s y el valor verdadero de α
4	$\Delta T_{cp\text{-}a}$, tipo núcleo	P_T	–
5	f, α, tipo núcleo	P_C	–
6	P_C, P_T	P_W	–
7	P_W, α, f tipo núcleo, F_W/F_R	P_O, confirmación del tipo de núcleo	–
8	N_p, tipo núcleo	L_p	–
9	$V_{i\ mín}$, f, L_p	$\hat{I}_{mag}$	–
13, 14, 15	N, configuración devanado, f, tipo núcleo	número capas, F_R, D_O	comprobar los devanados que son adecuados para formita
3. Resumen de instrucciones para el diseño del transformador de un convertidor inverso			
1d	f, P_O, configuración devanado, Δ	tipo núcleo	–
2	$V_{i\ máx}/V_{i\ mín}$, $\delta_{máx}$, $I_{o\ mín}/I_{o\ máx}$	Δ	–
3	f, α estimada, tipo núcleo, Δ	n/V	calcular N_p, N_s y el valor verdadero de α
4	$T_{cp\text{-}a}$, tipo núcleo	P_T	–
5	f, α, tipo núcleo, Δ	P_C	–
6	P_C, P_T	P_W	–
7	P_W, α, f, tipo núcleo, F_W/F_R, Δ	P_O, confirmación del tipo de núcleo	–
11	$R_{L\ mín}$, f, Δ	L_s	–
12	N_s, L_s	A_L, l_s	–
13, 14, 15	N, configuración devanado, f, tipo núcleo	número capas, F_R, D_O	comprobar los devanados que son adecuados para formita



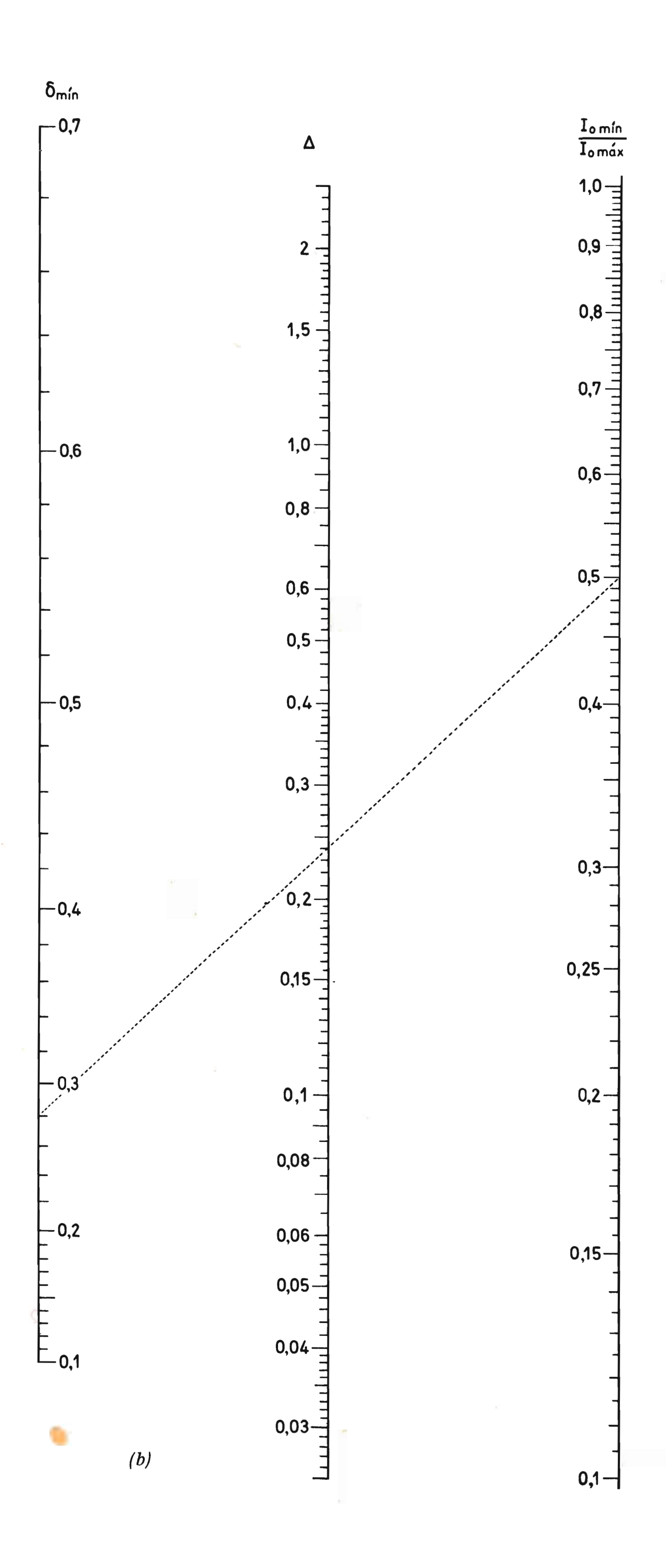
Nomograma 1. Elección preliminar del núcleo. (a) y (b): transformadores de un convertidor en contrafase; (c) transformadores de convertidor directo y (d) transformadores de convertidor inverso. Elegir el nomograma apropiado. Hallar la intersección entre la frecuencia de funcionamiento elegida y la potencia de salida requerida. El tipo de núcleo requerido es el correspondiente a la configuración de devanado que se encuentra inmediatamente *por encima* de dicha intersección.


configuración devanado
1000
500
400
300
200
100
50
40
30
20
10
P_o (W)
1+1
EC70
EC52
EC41
EC35
10
20
30
40
50
f (kHz)
$\Delta T_{cp-a}=40\,°C$
$\Phi_{Mmáx}/\Phi_M=1{,}72$
$F_W/F_R=0{,}4$
(c)
configuración devanado
$\Delta=1{,}0$
$\Delta=0{,}25$
(d)



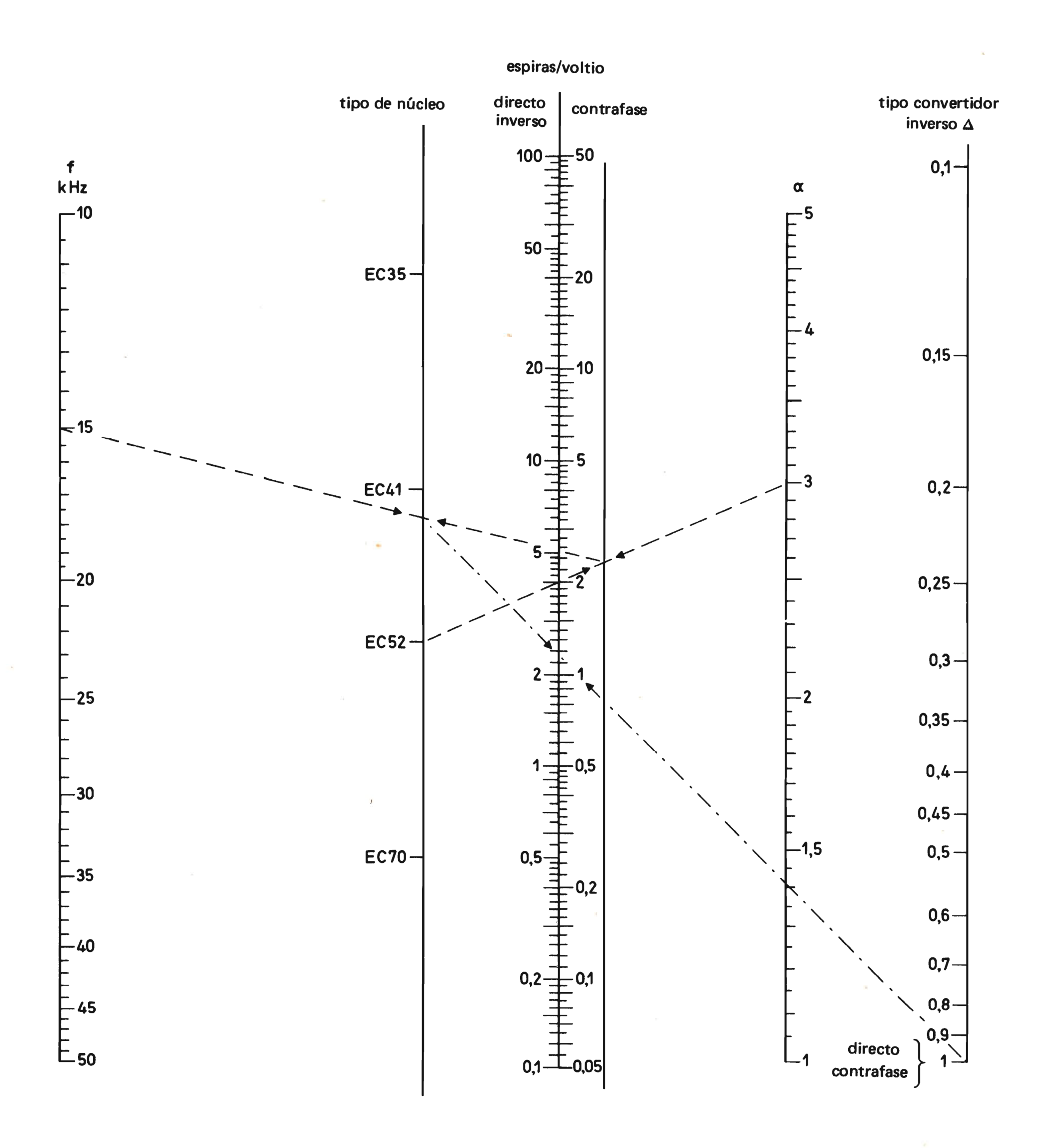
Nomograma 2. Parámetro Δ del convertidor inverso en función de $I_{O\ mín}/I_{O\ máx}$. Este nomograma está dividido en dos partes: en (a) $\delta_{mín}$ se obtiene a partir de $\delta_{máx}$ y de $V_{i\ máx}/V_{i\ mín}$; en (b) el valor de $\delta_{mín}$ obtenido de (a) se utiliza junto con $I_{O\ mín}/I_{O\ máx}$ para deducir Δ.

(a)

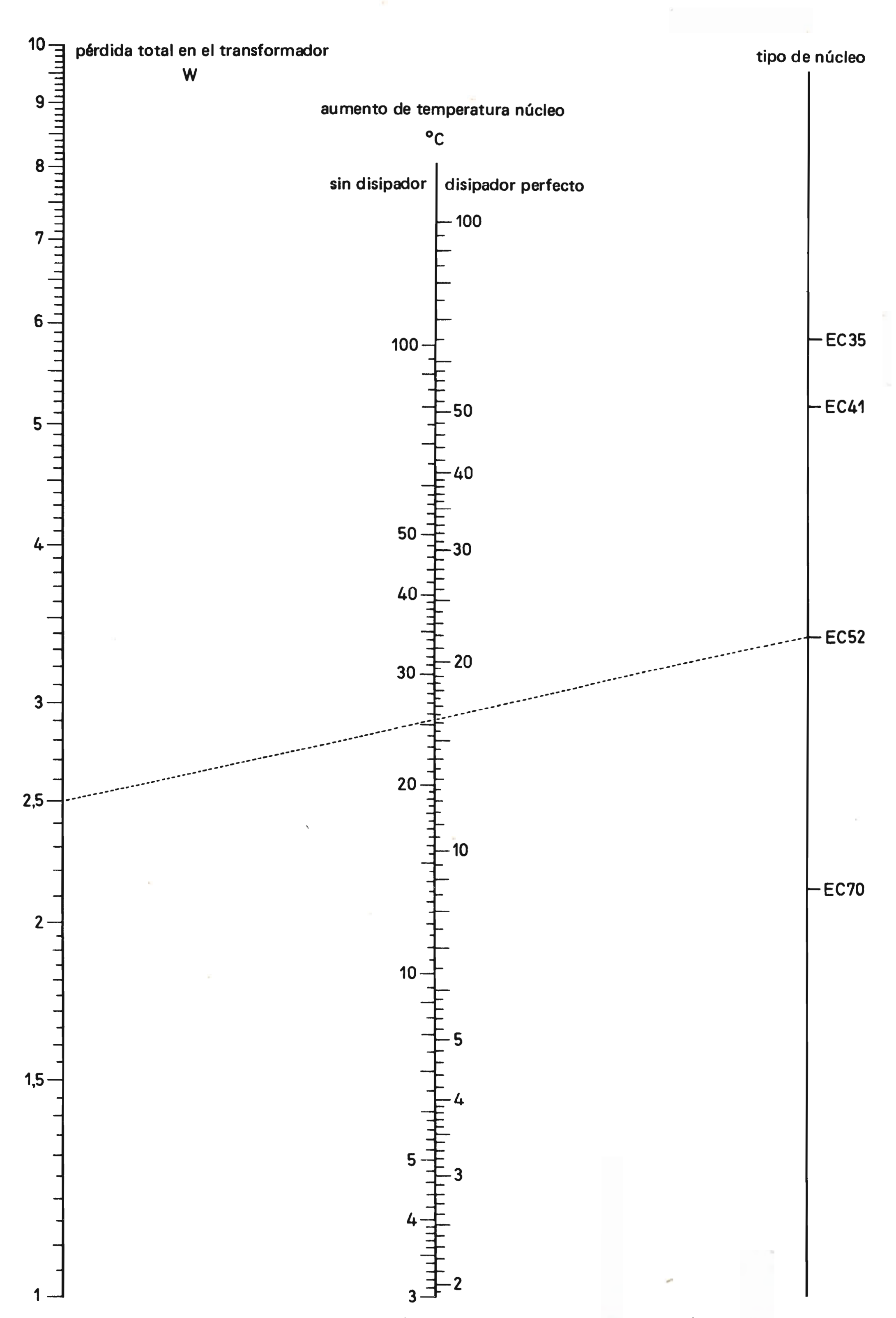


$\delta_{mín}$
0,7
0,6
0,5
0,4
0,3
0,2
0,1
Δ
2
1,5
1,0
0,8
0,6
0,5
0,4
0,3
0,2
0,15
0,1
0,08
0,06
0,05
0,04
0,03
$\frac{I_{o\,mín}}{I_{o\,máx}}$
1,0
0,9
0,8
0,7
0,6
0,5
0,4
0,3
0,25
0,2
0,15
0,1

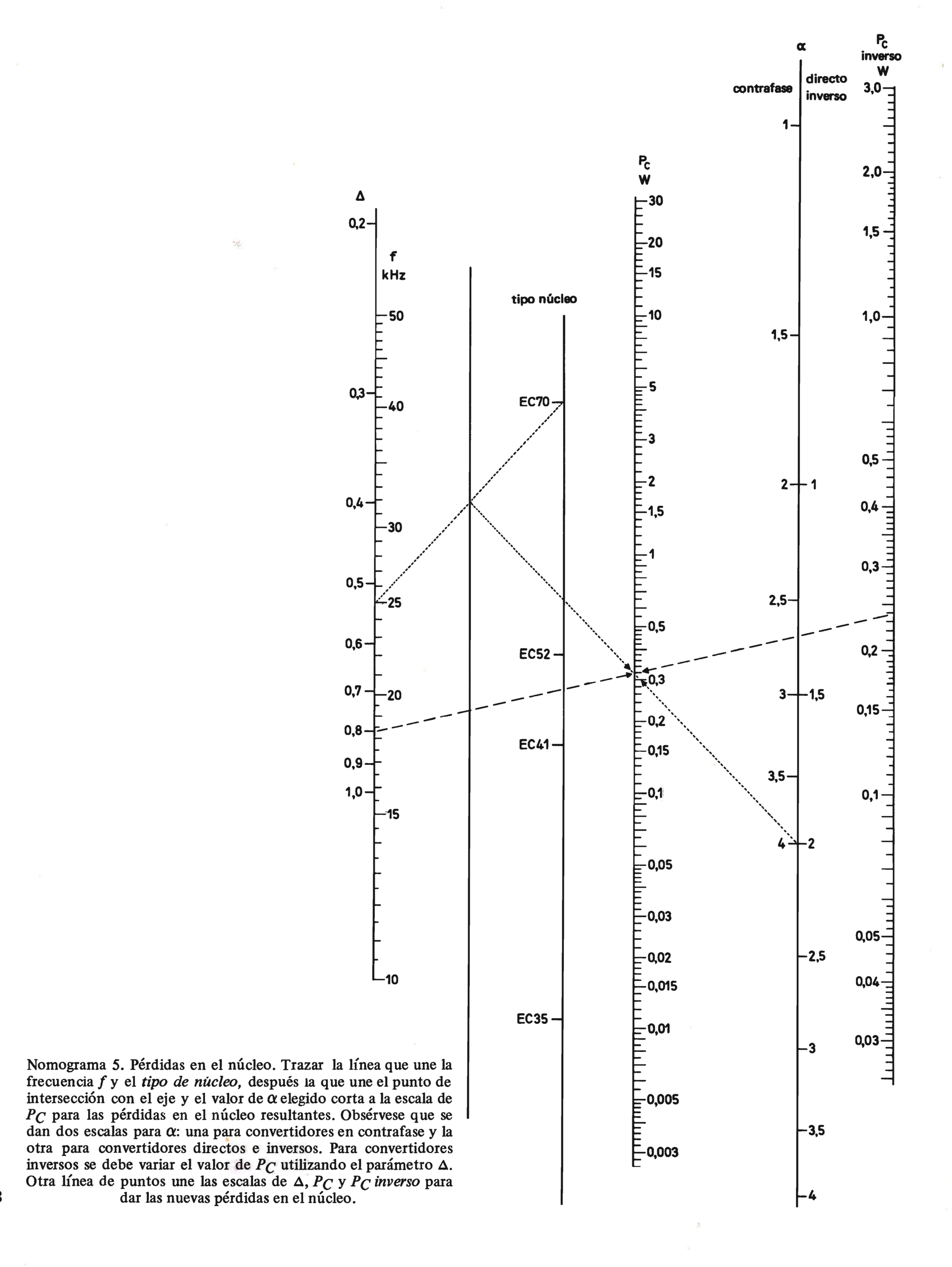
(b)



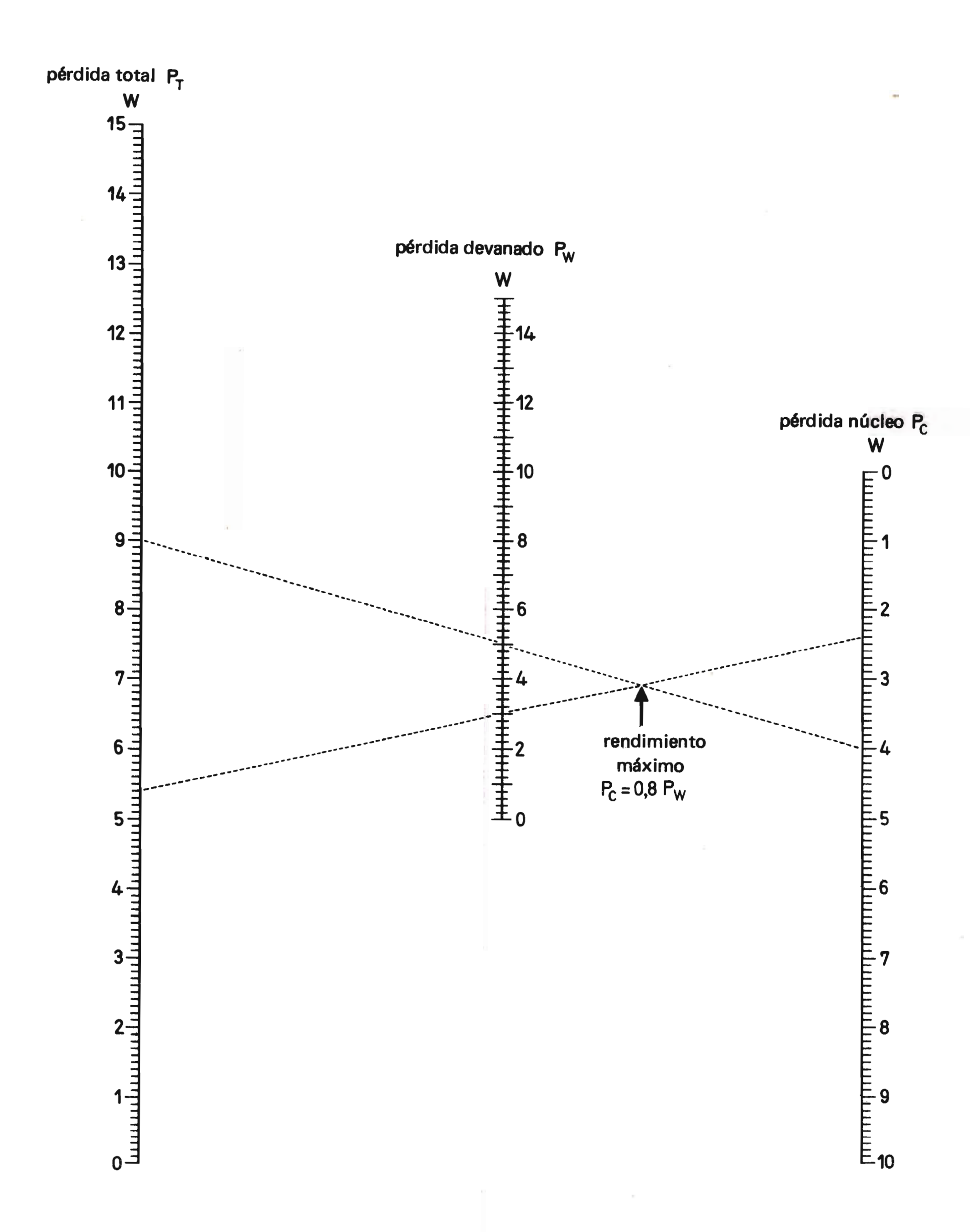
Nomograma 3. Determinación de las espiras/voltio del devanado. Trazar la línea que une el *tipo de núcleo* y el valor de α; después dibujar la que une el punto de intersección con el eje y la frecuencia *f*; y finalmente, unir el nuevo punto de intersección con el eje del *tipo de núcleo* y el *tipo de convertidor* o, en convertidores inversos, el valor de Δ, para obtener las *espiras/voltio* en la escala correspondiente.



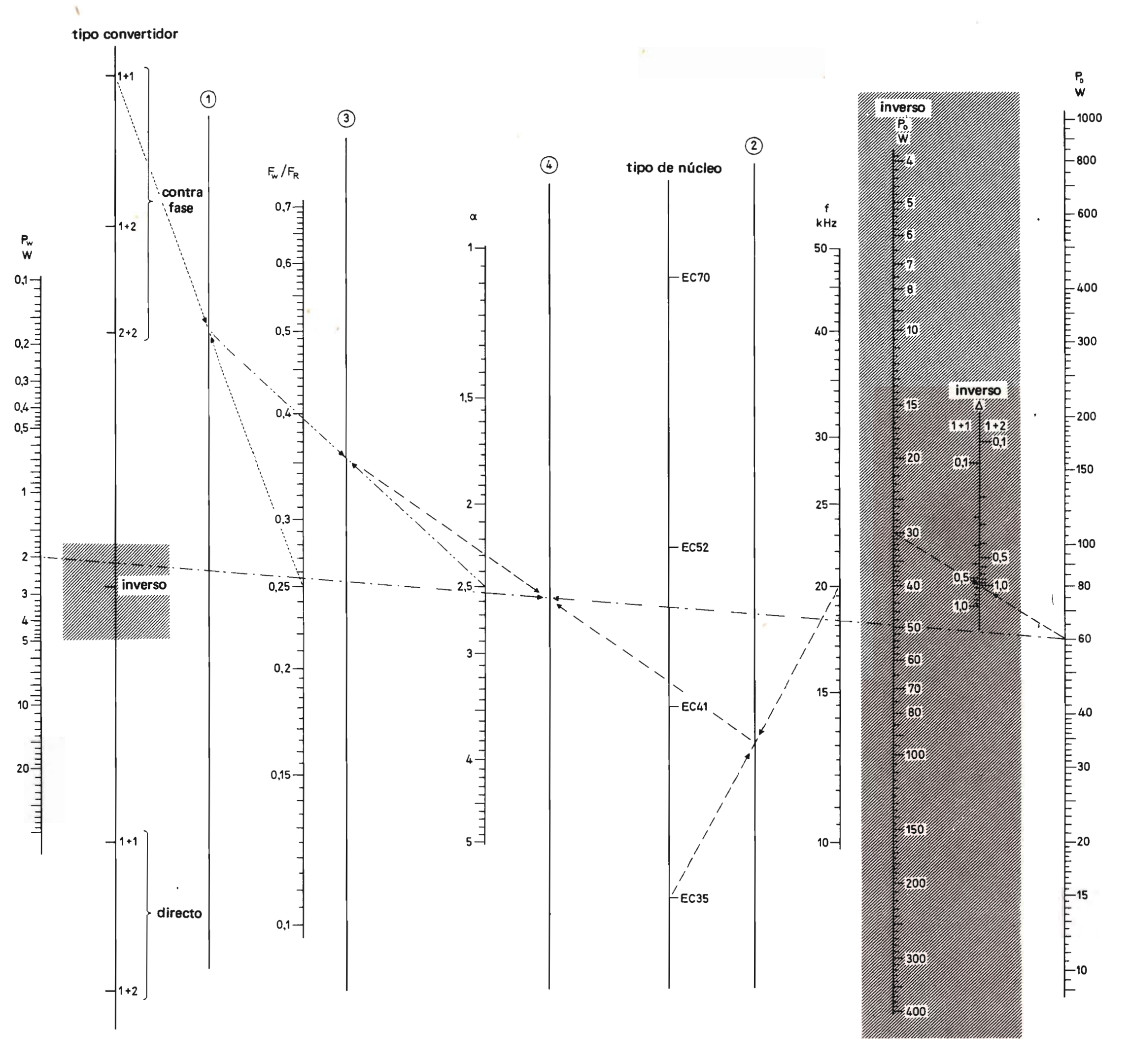
Nomograma 4. Pérdidas totales en el transformador, tipo de núcleo y aumento de temperatura. La línea a trazos corta a las tres variables. La condición de *disipador perfecto* es la que fija el núcleo a una superficie de temperatura constante en una cara posterior. Extensión del margen: al aumentar las pérdidas totales en 10^n, el aumento de temperatura resultante aumenta en 10^n.



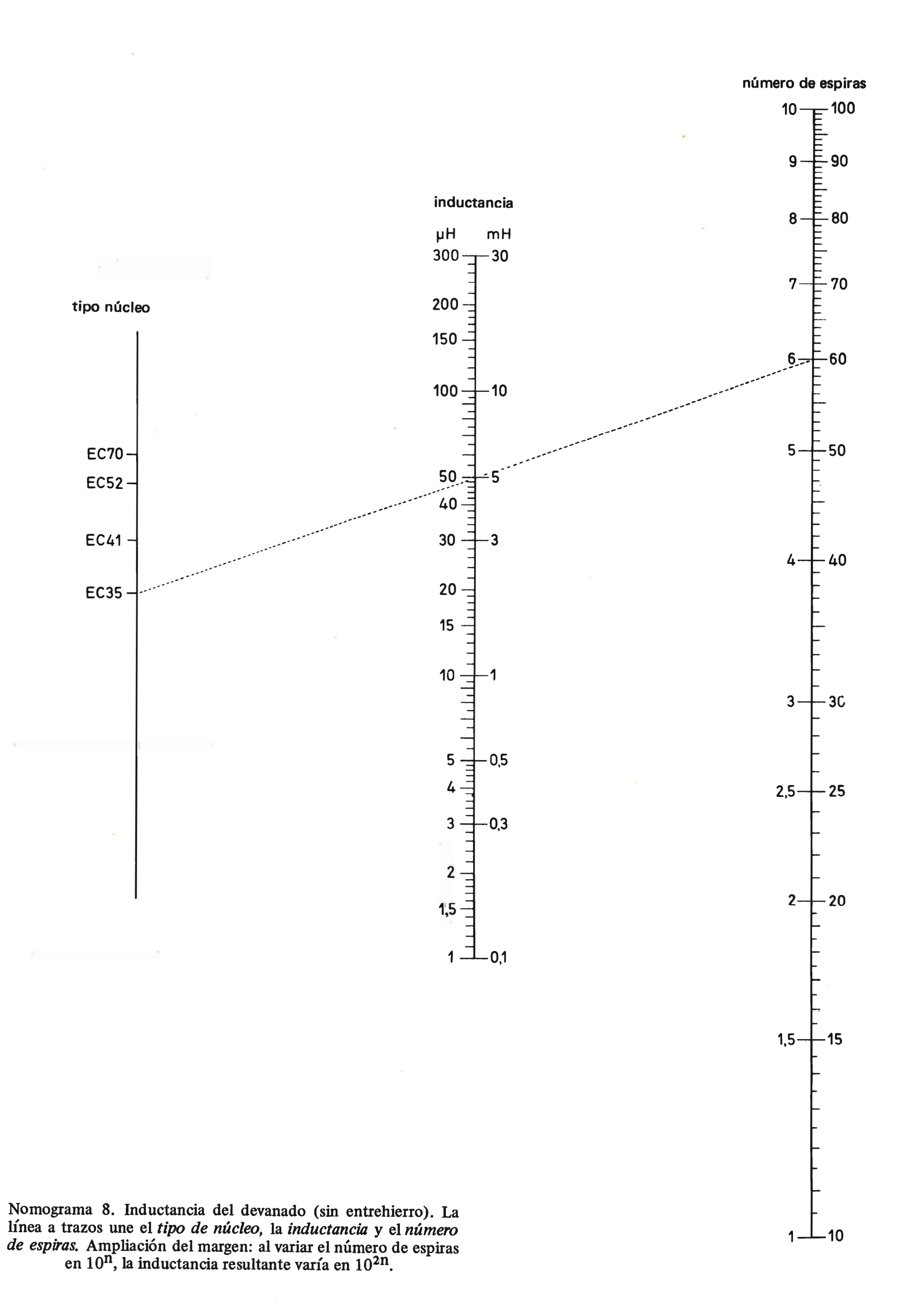
Nomograma 5. Pérdidas en el núcleo. Trazar la línea que une la frecuencia *f* y el *tipo de núcleo,* después la que une el punto de intersección con el eje y el valor de α elegido corta a la escala de P_C para las pérdidas en el núcleo resultantes. Obsérvese que se dan dos escalas para α: una para convertidores en contrafase y la otra para convertidores directos e inversos. Para convertidores inversos se debe variar el valor de P_C utilizando el parámetro Δ. Otra línea de puntos une las escalas de Δ, P_C y P_C *inverso* para dar las nuevas pérdidas en el núcleo.



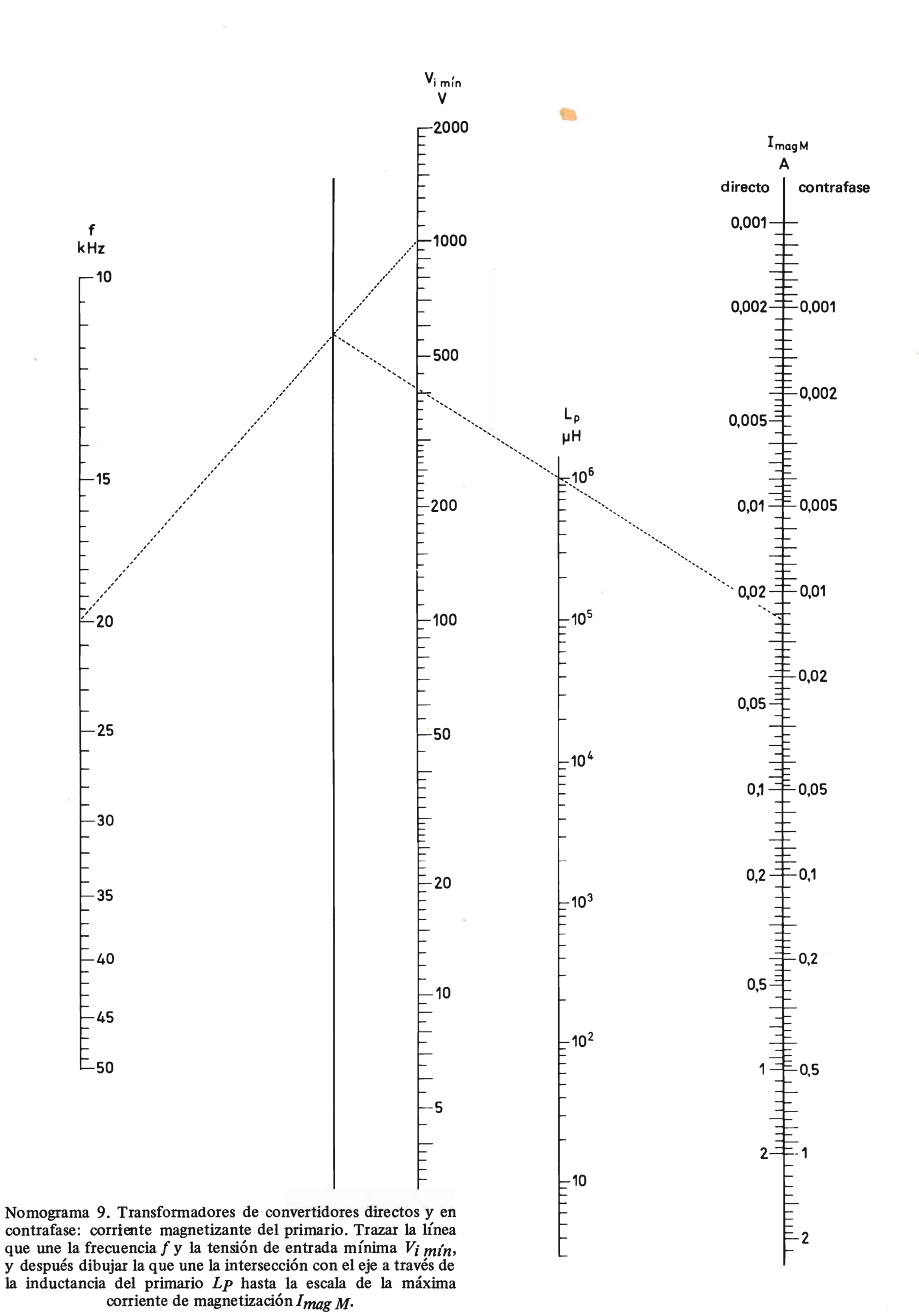
Nomograma 6. Pérdidas en el devanado y rendimiento. Este es simplemente un nomograma de $P_C + P_W = P_T$. Contiene una indicación de la condición $P_C = 0{,}8\ P_W$, que representa el máximo rendimiento para un transformador de convertidor en contrafase. Por esto, la línea de construcción debe pasar inmediatamente por encima de la punta de la flecha.



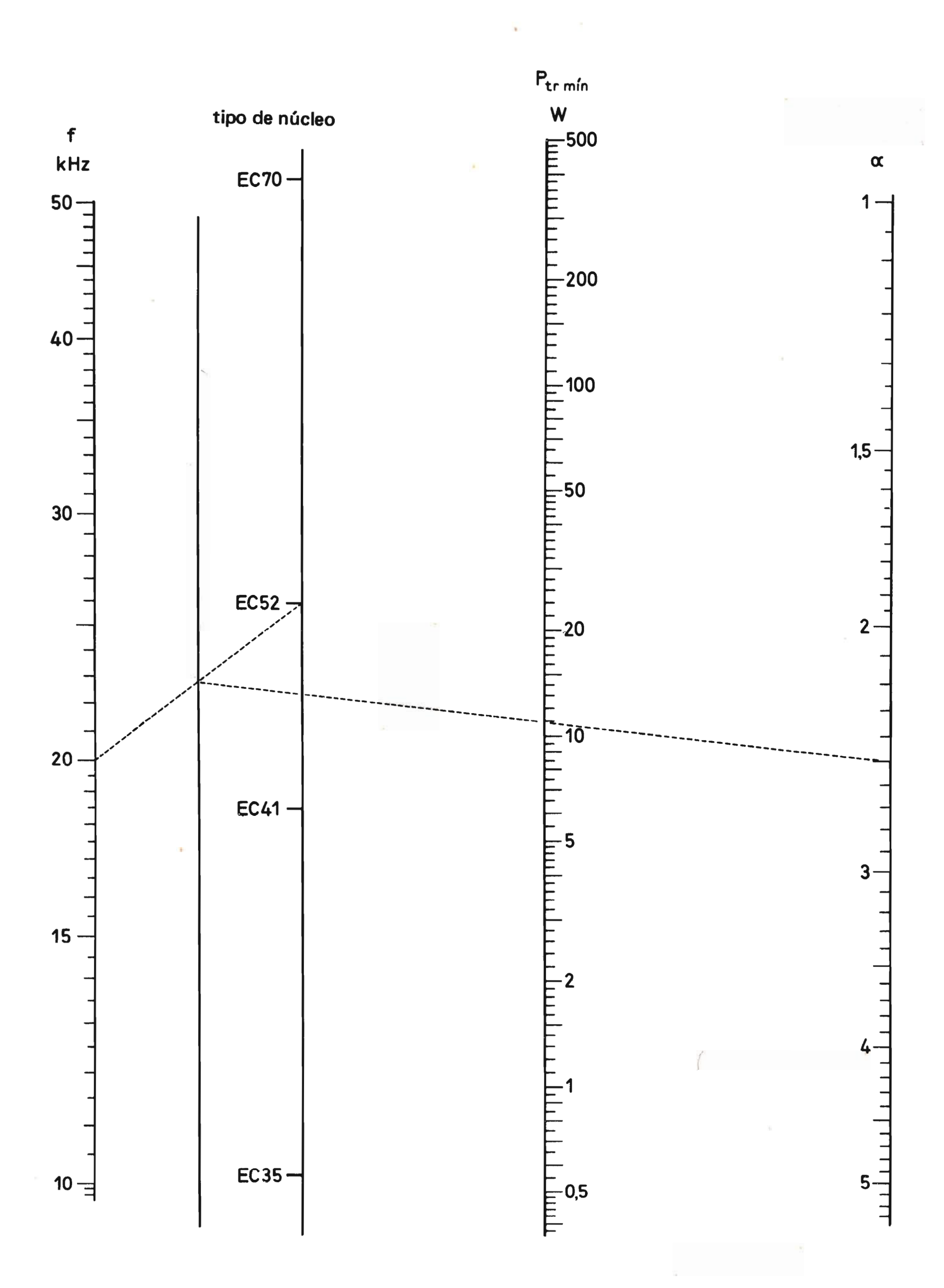
Nomograma 7. Potencia total del transformador. Construir las líneas que unen el *tipo de convertidor* y F_W/F_R; el *tipo de núcleo* y la frecuencia f; dibujar después la línea que une el punto de intersección con el eje 1 y α; y la que une el punto de intersección con el eje 2 y el de intersección con el eje 3. El punto de intersección con el eje 4 da la proporcionalidad entre las pérdidas en el devanado P_W y la potencia total P_O. Para transformadores de convertidor inverso modificar el valor de P_O obtenido por medio de una nueva línea de puntos a través del valor de Δ apropiado a la configuración del devanado, hasta la escala P_O *inverso*. No es posible la ampliación del margen dentro de las condiciones permisibles de funcionamiento del núcleo.



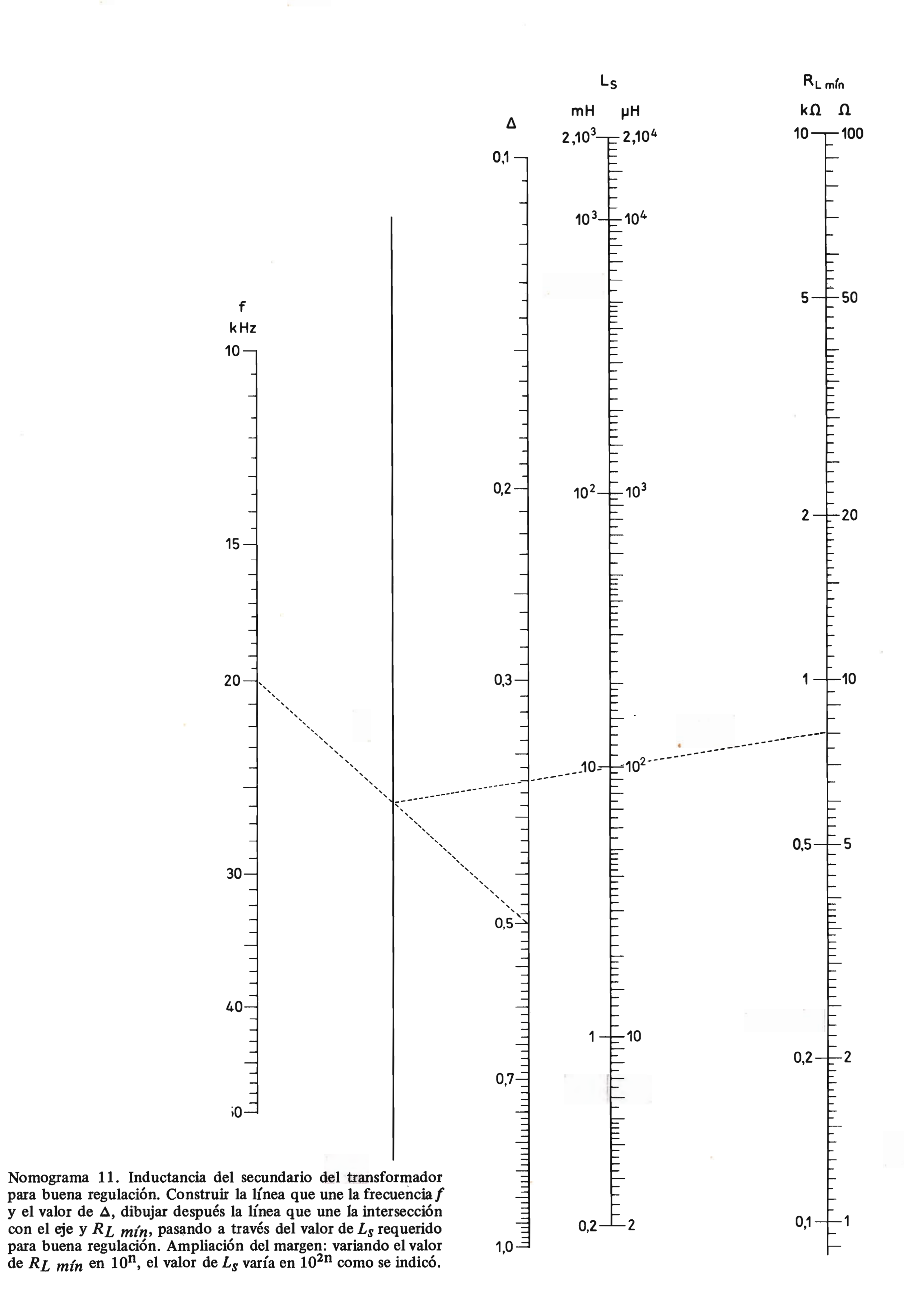
Nomograma 8. Inductancia del devanado (sin entrehierro). La línea a trazos une el *tipo de núcleo*, la *inductancia* y el *número de espiras*. Ampliación del margen: al variar el número de espiras en 10^n, la inductancia resultante varía en 10^{2n}.



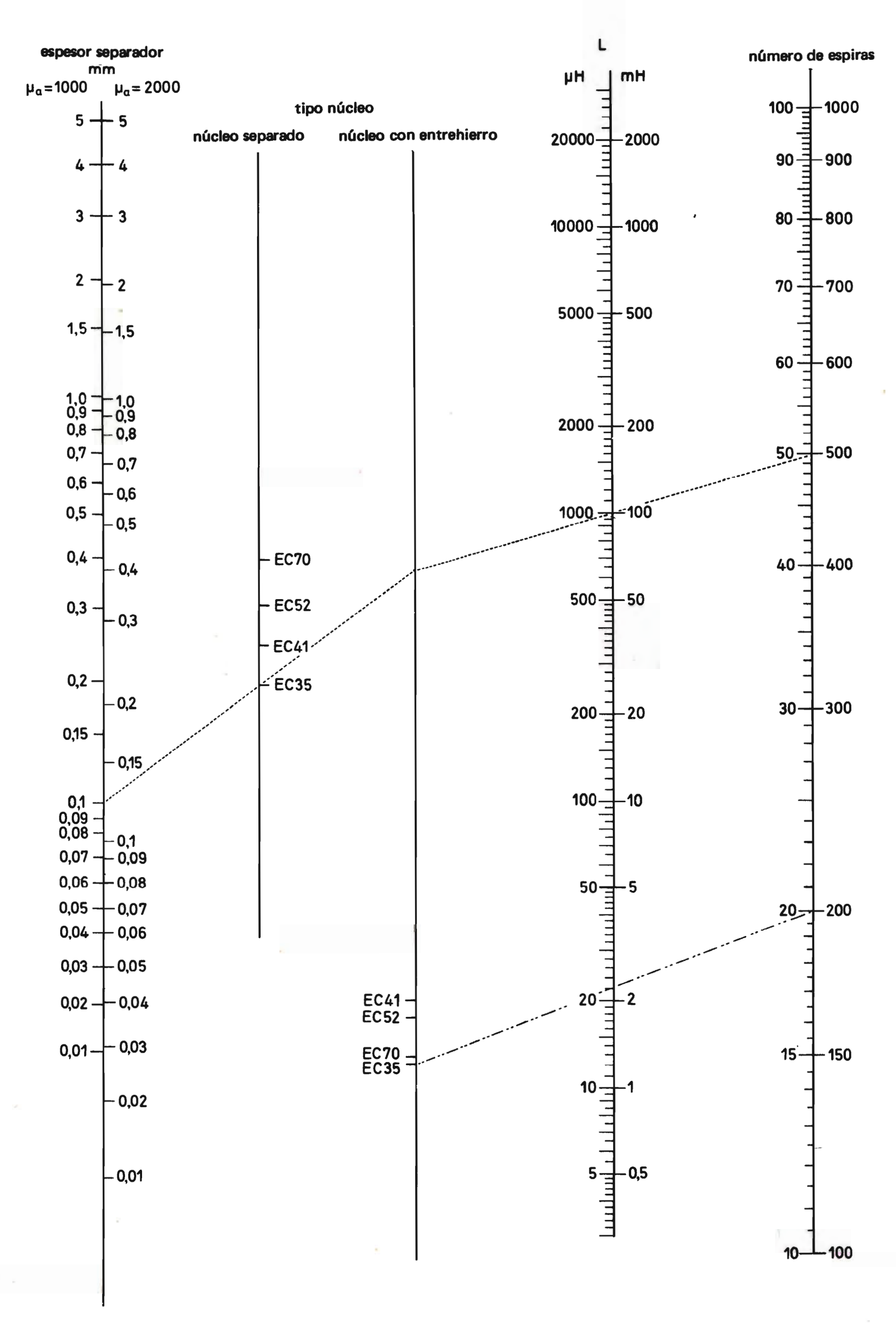
Nomograma 9. Transformadores de convertidores directos y en contrafase: corriente magnetizante del primario. Trazar la línea que une la frecuencia f y la tensión de entrada mínima $V_{i\ mín}$, y después dibujar la que une la intersección con el eje a través de la inductancia del primario L_P hasta la escala de la máxima corriente de magnetización $I_{mag\ M}$.



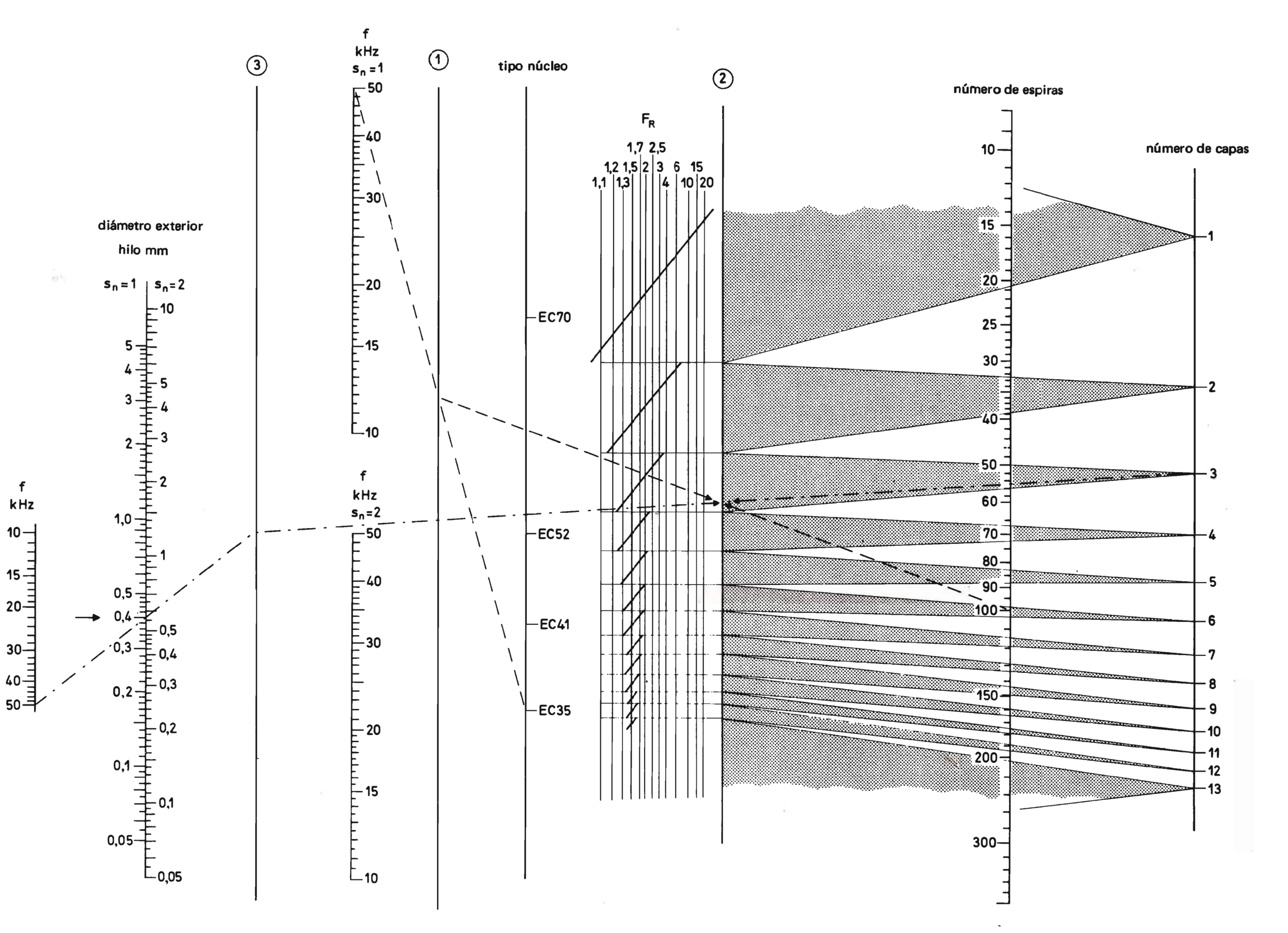
Nomograma 10. Mínima potencia de salida para obtener buena regulación, sólo para convertidores en contrafase. Trazar la línea que une la frecuencia *f* y el *tipo de núcleo* y dibujar después la que une la intersección con el eje y el valor de α, cortando a la escala de mínima potencia total $P_{tr\ mín}$. No es posible la ampliación del margen dentro de las condiciones de funcionamiento permitidas.



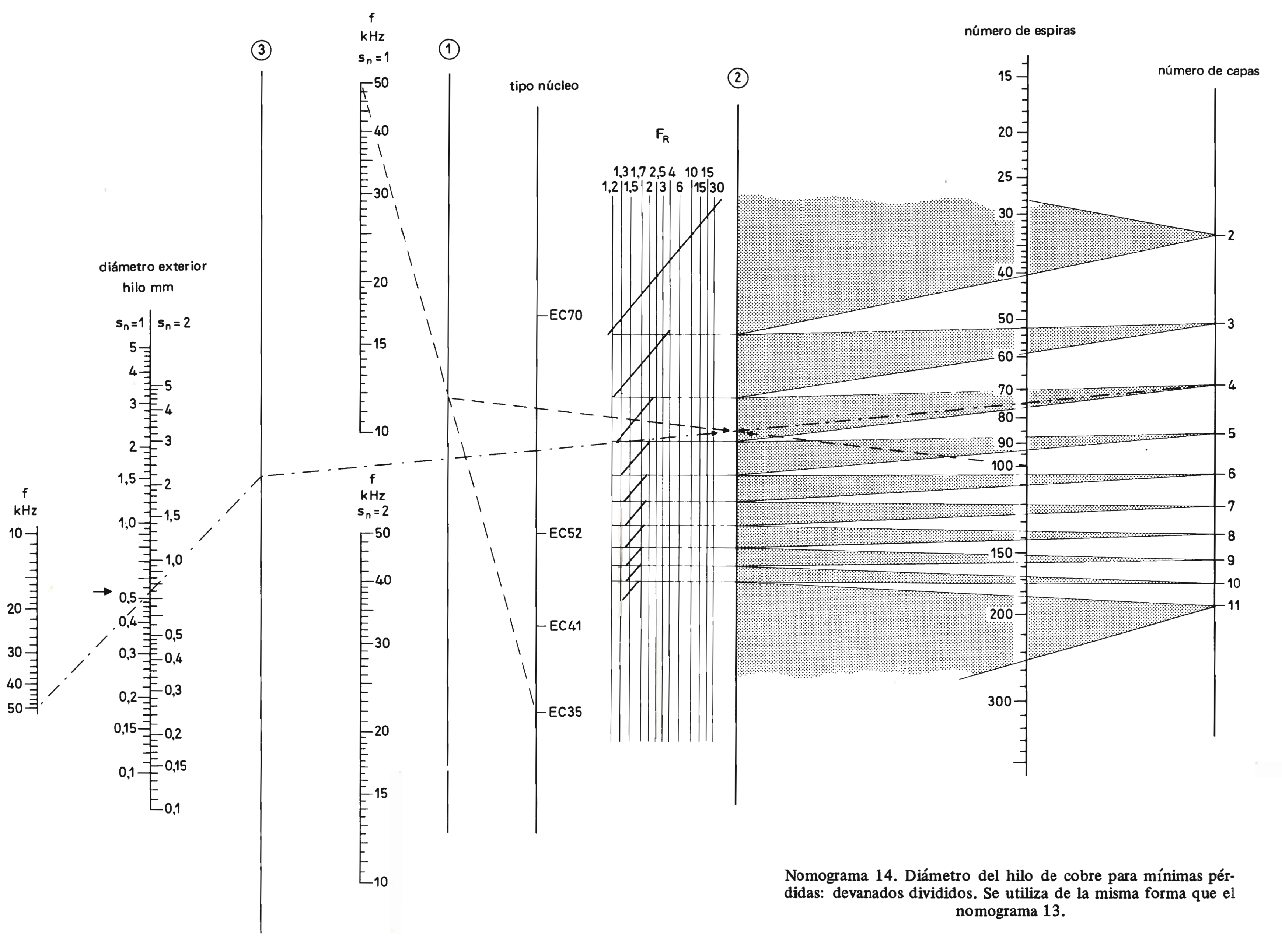
Nomograma 11. Inductancia del secundario del transformador para buena regulación. Construir la línea que une la frecuencia f y el valor de Δ, dibujar después la línea que une la intersección con el eje y $R_{L\ mín}$, pasando a través del valor de L_s requerido para buena regulación. Ampliación del margen: variando el valor de $R_{L\ mín}$ en 10^n, el valor de L_s varía en 10^{2n} como se indicó.



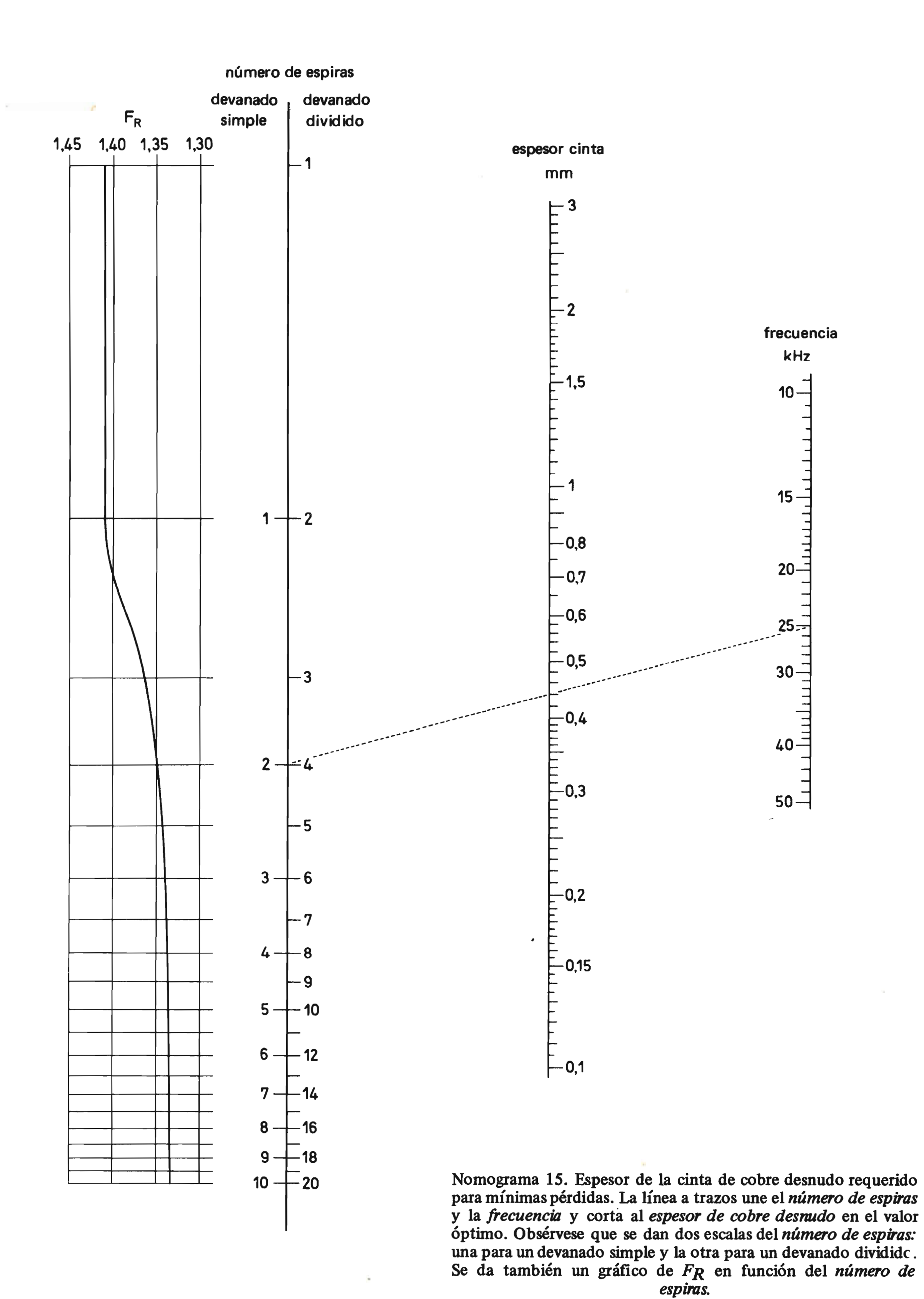
Nomograma 12. Espesor del separador de un transformador de convertidor inverso. Trazar la línea que une el *espesor del separador* con los ejes del tipo de *núcleo espaciado* y con *entrehierro*, y la línea que une el punto de intersección con el eje de núcleo con entrehierro y los valores de la inductancia *L* y del *número de espiras.* Normalmente, el nomograma se utiliza de derecha a izquierda, tomando el número de espiras del nomograma 3 y la inductancia del nomograma 11. Si la línea que une estos valores con el eje de *núcleo con entrehierro* pasa cerca del punto dibujado en él para el tipo de núcleo requerido, este núcleo puede utilizarse con entrehierro normalizado. En caso contrario, hay que unir el punto obtenido con el tipo de *núcleo espaciado* y la escala del *espesor del separador* para dar el espesor del separador requerido. Obsérvese que se dan dos escalas de permeabilidad para el espesor del separador, el valor μ_a = 1000 es el mínimo para el material. Para espesores pequeños del separador (menores que 0,05 mm), los problemas prácticos asociados con la reproducción de esta pequeña dimensión pueden hacer difícil de reproducir los valores calculados.



Nomograma 13. Diámetro del hilo de cobre para mínimas pérdidas: devanado simple. Trazar la línea que une la frecuencia *f* para el hilo apropiado, s_n, y el *tipo de núcleo;* dibujar la línea que une el punto de intersección con el eje 1 y el *número de espiras:* unir el punto de intersección con el eje 2 y el *número de capas* apropiado (según la parte sombreada); y unir después la intersección con el eje 3 y la frecuencia *f* para leer el *diámetro del hilo* en la escala apropiada para el tipo de hilo empleado. El valor de F_R resultante se puede leer en el gráfico que está adyacente al eje 2 desplazando horizontalmente desde el punto de intersección.



Nomograma 14. Diámetro del hilo de cobre para mínimas pérdidas: devanados divididos. Se utiliza de la misma forma que el nomograma 13.

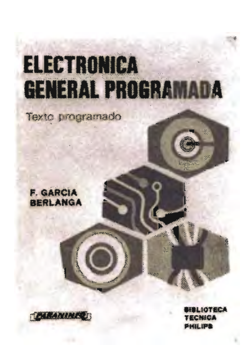


Nomograma 15. Espesor de la cinta de cobre desnudo requerido para mínimas pérdidas. La línea a trazos une el *número de espiras* y la *frecuencia* y corta al *espesor de cobre desnudo* en el valor óptimo. Obsérvese que se dan dos escalas del *número de espiras:* una para un devanado simple y la otra para un devanado dividido. Se da también un gráfico de F_R en función del *número de espiras.*

Bibliografía

F. GARCIA BERLANGA

ELECTRONICA GENERAL PROGRAMADA
Texto programado
Biblioteca Técnica Philips
Paraninfo. Magallanes, 25. Madrid-15
Un volumen de 456 páginas (21 x 15 cm). 1975.



Como resalta el autor en el prólogo, esta obra, premiada en el segundo concurso "Cursos técnicos programados" convocado por Philips-Paraninfo, va dirigida a las personas que desean estudiar electrónica para dedicarse al entretenimiento y a la conservación de equipos electrónicos.

El texto se divide en tres partes. La primera es un recordatorio de electricidad en el que se resumen los principios básicos para iniciar el estudio de la Electrónica.

La segunda se refiere a la electrónica general propiamente dicha, con estudio de los fenómenos fundamentales y de los circuitos con componentes de estado sólido y con válvulas de vacío: amplificadores, osciladores, moduladores, multivibradores, etc.

En la tercera parte se pretende que el lector evalúe sus conocimientos y se esfuerce en comprender el porqué de cada respuesta a través de 400 propuestas de las cuales se da al final del libro la respuesta correcta.

AEG-TELEFUNKEN

MAQUINAS ASINCRONAS TRIFASICAS
(4.ª edición)
Editorial Paraninfo. Magallanes, 25. Madrid-15
Un volumen de 144 páginas (21,5 x 15,5 cm). 1975.



Con frecuencia surgen problemas con la máquina síncrona trifásica, que domina un amplio campo de la técnica de los accionamientos. Con el propósito de ayudar a resolver todas las cuestiones que se presentan en la práctica, este libro se ocupa, con las oportunas limitaciones, del tratamiento teórico de tales máquinas.

Por tanto, este manual puede servir de consulta y asesoramiento a los técnicos relacionados con motores trifásicos así como para proporcionar a los estudiantes una sólida base teórica sobre la materia.

Para dar una idea más clara del contenido del libro damos a continuación el título de los capítulos que lo componen:

1. Mirada histórica retrospectiva.
2. Unidades eléctricas y leyes fundamentales.
3. Funcionamiento y características.
4. Construcción de las máquinas trifásicas asíncronas.
5. Máquinas especiales.
6. Planificación de accionamientos a motor.
7. El motor asíncrono trifásico en el servicio.
8. Apéndice: tolerancias, carga de cables aislados.

AEG-TELEFUNKEN

TECNICA DE TELEVISION EN COLOR
Paraninfo. Magallanes, 25. Madrid-15
Un volumen de 536 páginas (21,5 x 15 cm). 1975.



Este libro está dedicado al estudio general de la televisión en color, desde la cámara hasta el tubo de imagen. En la primera parte se consideran los fundamentos fisiológicos de la percepción del color, el funcionamiento del tubo de imagen y los tres sistemas de televisión en color, NTSC, PAL y SECAM.

En la segunda parte, y partiendo del tubo de imagen para color, se describen todos y cada uno de los circuitos del receptor de televisión: desviación horizontal y vertical, sincronización, corrección de la pureza de color, corrección de convergencia, corrección en cojín, fuente de alimentación, etc. Aunque el texto se refiere en su mayor parte a los receptores de televisión en color con desviación de 90°, se ha dedicado un extenso capítulo a describir un receptor con ángulo de desviación de 110° haciendo hincapié en los problemas y circuitos propios de este tipo de receptores.

Un gran número de figuras ejecutadas cuidadosamente ayuda a la comprensión de las características y funcionamiento de los circuitos descritos.

HARRY E. THOMAS

MANUAL PRACTICO PARA TECNICOS ELECTRONICOS
Marcombo, S. A., Boixareu Editores. Avda. José Antonio, 594. Barcelona-7
Un volumen de 444 páginas (24 x 17 cm). 1976.



El objeto de este manual es presentar, de forma compendiada, toda la información sobre teoría, diseño y aplicación de los dispositivos y sistemas electrónicos que normalmente requiere el técnico. Se ha escrito con objeto de que lo utilice el ingeniero de diseño y explotación y el técnico de mantenimiento, y sigue en todo momento los mismos pasos de fabricación de la pieza de un dispositivo.

Los siete primeros capítulos cubren los fundamentos sobre sistema de dibujo, técnicas, herramientas y prácticas de taller, componentes electrónicos, cableado y montaje, y recordatorio de matemáticas.

Los ocho capítulos siguientes cubren las técnicas y los aparatos de medición necesarios para la medida de magnitudes eléctricas y pruebas y medidas en componentes electrónicos.

Los séis últimos capítulos se refieren a las medidas en equipos: microondas, receptores, transistores, radar, servomecanismos, fuentes de alimentación, etc.

Los apéndices complementan el texto dando los datos esenciales sobre teoría electrónica, componentes, datos mecánicos, terminología de microondas, tablas y fórmulas matemáticas, etc. para la mejor utilización del texto.

EUROCON '77

Announcement and call for papers

European Conference on Electrotechnics
Eurocon '77

COMMUNICATIONS

Venezia (Italy) May 3 to 6, 1977

Organized by

The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Region 8
and
The Convention of National Societies of Electrical Engineers of Western Europe

The organization is carried out by

AEI - Associazione Elettrotecnica ed Elettronica Italiana
and the
N. and M. & S. Italy Sections of IEEE

For more detailed information about:

submission of papers
conference registration
detailed programme

please write to

EUROCON '77
c/o AEI. Viale Monza, 259 - 20126 MILAN (Italy).

PROGRAMME

Following the Eurocon conferences of Lausanne 1971 and Amsterdam 1974 the cooperating societies have decided to organize a third conference in Venice from May 3rd to 6th, 1977, on the main theme: Communications.

1 **Communications in large power systems:** the integration of communications into surveillance and control equipments in large industrial systems which produce or consume electric power e.g.: large electric power systems; electric traction railway systems. The characteristics which require particular attention are □ vast geographical area of the systems to be monitored and controlled □ severe electromagnetic and other environmental conditions.

Topics to be considered are:
1.1 - Technical and/or economic justification for the development of surveillance and control systems.
1.2 - Performance required for communication equipment integrated into the surveillance and control of large power systems (functional characteristics and reliability).
1.3 - Design and development of specific communication equipment. Conditions and limitations of use. Compatibility with existing communication systems.
1.4 - Technical limitations on communication equipment and their effect on the perfomance of large power systems.
1.5 - Communication development trends in large power systems.

2 **New developments in communications:** service systems and technologies with particular reference to the following topics:
2.1 - Improved and new communication services (telephone facilities; audio and video conference services; facsimile and tele-mail; data communications and visual display, data access and information services).
2.2 - Transmission and switching systems (advances in coaxial cable systems; optical fibres; microwave and waveguide systems for inland transmission networks; submarine cable and satellite systems for trans-oceanic networks, together with the organization and control of complete transmission and switching networks, e.g. using centralized and distributed processors).

EUROCON '77

2.3 - Supporting technology and customer equipment (developments in the supporting technology such as medium and large scale integrated circuits; microprocessors; solid state devices for visual display; microwave devices and waveguides; design of customer equipment for audio and visual communication services).

3 **Communications and computers:**
the mutual influence of communication and computer technologies in producing new systems, namely: ☐ communications can enable computers to evolve from isolated systems to computer networks and to "distributed informatics" ☐ computers can enable new communication systems to be developed.

Topics to be considered are:

3.1 - Data transmission in general and particularly its role in distributed systems: e.g. distributed data banks, etc.
3.2 - Architecture of computer networks (particularly packet switching, considering also standards, protocols, etc.).
3.3 - Experience gained from existing experiments: ARPA net, EIN etc.
3.4 - Distributed software for controlling computer networks, programming languages, network operating systems, resources allocation, shutdown initiation and recovery.
3.5 - Microprocessing and new architectures of electronic switching systems.
3.6 - Use of computer including mini and micro-processors for control and management of communication systems.

4 **Communications and signal processing in medicine:**
the role of electrical communication in medical services, particularly clinical medicine:
☐ the use of electric communications in making modern metropolitan hospital facilities available to remote and sparsely populated areas ☐ the transmission of bioelectrical, biomechanical and biochemical signals ☐ the electronic processing, analysis and interpretation of such signals.

4.1 - Communication in health services
4.2 Telemedicine
4.3 - Signal processing in medicine
4.4 - Communication in the living system.

SPECIAL SESSION **Communications in developing countries**
Special attention will be given to the effect of the growth of communications in the developing countries; this is considered to be an important item not only for these countries but for the future of the whole world. Therefore a one-day general meeting, including presentation of papers and possibly round table discussions, will cover the following areas:
☐ Problems and possible solutions in the development of communications with particular reference to developing countries ☐ Techno-economic problems and needs of communication development in the developing countries ☐ Worldwide assistance programmes aimed at communication development in developing countries including training, maintenance and operation ☐ Industrial approaches suited for developing countries ☐ Impact of satellite technology for different applications.

STUDENTS AND YOUNG ENGINEERS
are invited to an exclusive meeting and discussion with speakers at the end of every daily session.

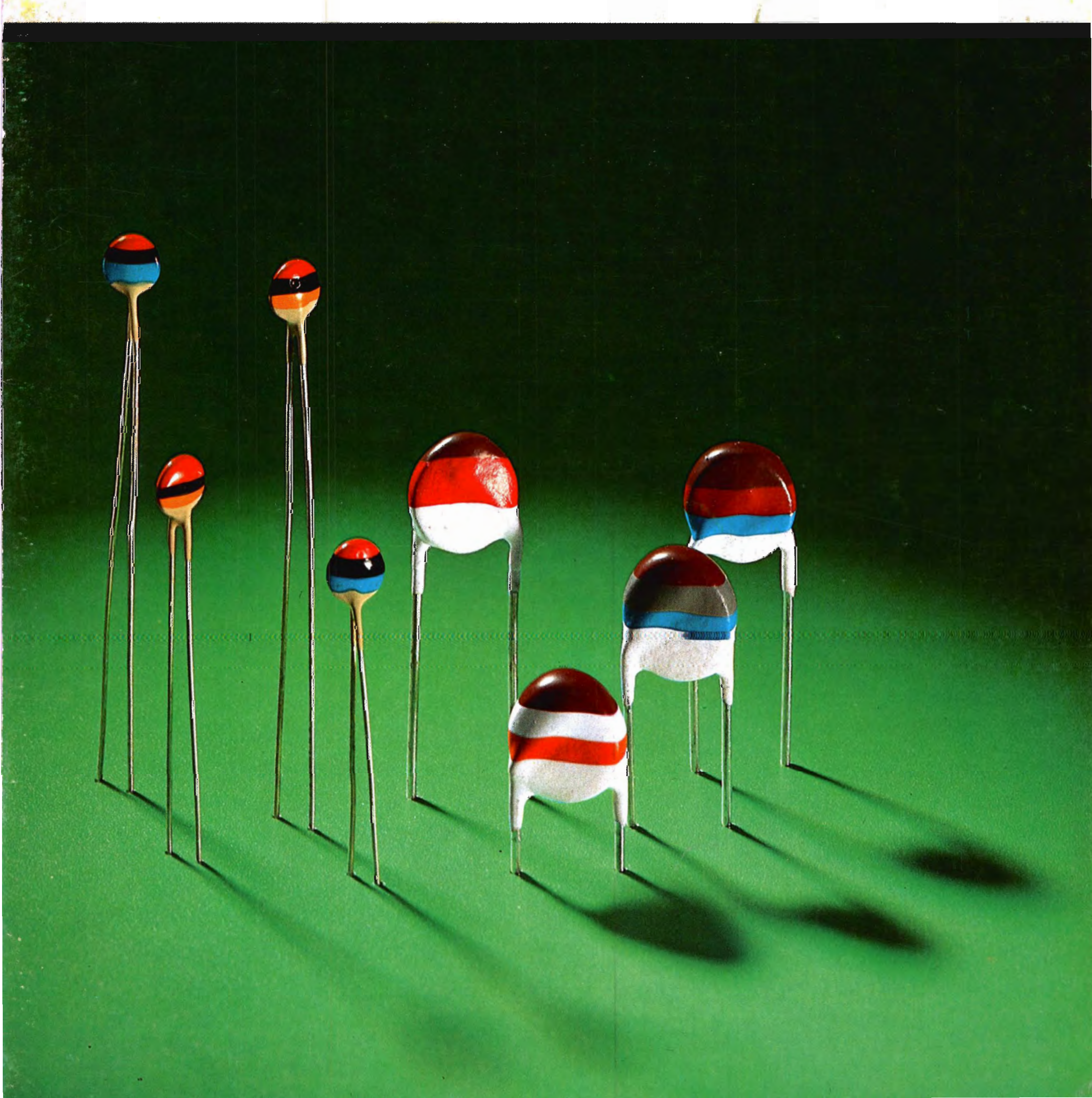
Call for papers
Authors are requested to submit a 300-500 word abstract in three copies, in English, appropriate for a 20-minute paper, to reach the Eurocon '77 Office before

June 1, 1976

Since papers will be selected on the basis of these abstracts, they must clearly describe what new and significant results have been obtained and conclusions reached, supported by appropriate illustrations.
The authors of accepted papers will be notified by July 31, 1976.
Authors will be asked to prepare a two-page summary (including diagrams) suitable for photo-offset printing in the Conference Digest (deadline December 30, 1976).
To ensure uniformity the Eurocon '77 Office will issue instructions on the presentation of summaries, and authors should ensure that they have these before submission.
Authors of accepted papers are requested to make copies of their full text available for participants especially interested in their topic (deadline March 31, 1977). A reproduction service will be available.

REVISTA Miniwatt

Vol. 15-Núm. 7 JULIO 1976 40 Ptas.



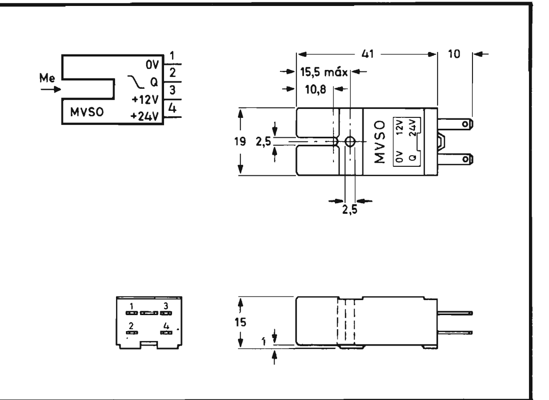


MVSO

INTERRUPTOR MAGNÉTICO MINIATURA

El nuevo interruptor magnético MVSO (*Miniatura Vane Switched Oscillator*) es una versión miniatura del conocido interruptor VSO (*Vane Switched Oscillator*) y funciona según el mismo principio: la alteración del proceso de trabajo de un oscilador por la presencia de un objeto metálico.
Protegido con una cápsula de plástico, presenta una hendidura en uno de sus extremos. Una de las ramas de la hendidura contiene la bobina osciladora y la otra la bobina de realimentación. La presencia de una pieza metálica en la hendidura varía las condiciones de oscilación y se bloquea el oscilador.
La tensión de salida del oscilador, rectificada y filtrada, se utiliza como señal de entrada en circuitos lógicos digitales.

INTERRUPTOR MAGNETICO MINIATURA MVSO



El interruptor magnético miniatura MVSO constituye un dispositivo de entrada especialmente indicado para sistemas lógicos. Las dimensiones reducidas son muy interesantes, y las tensiones de alimentación y de salida han sido elegidas para que este interruptor sea compatible con los circuitos lógicos de las series 60 y 30.

Principales características

Tensiones de alimentación: +12 V ± 5%
+24 V ± 25%

Corriente consumida
- a 24 V: 20 mA + corriente de carga
- a 12 V: 12 mA + corriente de carga

Frecuencia máxima de detección: 3 kHz

Tensión de salida ($I_L = 0$, $R_L = 6{,}8\ k\Omega$)
- con pieza metálica en la hendidura $\leqslant 0{,}3$ V
- sin pieza metálica en la hendidura $\geqslant 10$ V

Dimensiones mínimas de la pieza metálica (aluminio):
- grueso 30 μm
- ancho 3 mm
- longitud 8 mm

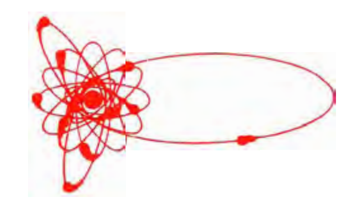
Temperaturas de trabajo: −25°C a +70°C.

VENTAJAS DE LOS INTERRUPTORES MAGNETICOS

- Ausencia de piezas metálicas en movimiento, por tanto no hay desgaste.
- La pieza metálica que activa el circuito no está sometida a ninguna fuerza mecánica.
- No existe campo magnético susceptible de atraer partículas (polvo) metálicas.
- Exactitud de funcionamiento y posibilidad de reproducir el momento de conmutación.
- Rapidez de funcionamiento (puede responder a 3 kHz).
- Protección contra humedad, polvo, líquidos, etc. mediante cubierta de plástico.

REVISTA Miniwatt

Publicación de aplicaciones electrónicas







Resistores VDR para supresión de tensiones transitorias, protección de contactos, etc.

Director:
LUIS ROIZ NORIEGA

Editor:
JUAN GARRIGA PUJOL

Redacción:
M.ª DOLORES FORNS-SAMSO

Delineación y compaginación:
M.ª CARMEN LAJUSTICIA

Suscripciones:
ROSA MARIA TORRES

Publicada por:

COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCION ANUAL
(11 números) 350 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 40 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:
Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

Depósito Legal: B.18.387-61
GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona

ÍNDICE

VOLUMEN 15 - Número 7 **JULIO 1976**

SISTEMA INTERNACIONAL DE UNIDADES

MAGNITUDES	UNIDADES	SIMBOLOS	
UNIDADES FUNDAMENTALES			
Longitud	metro	m	
Masa	kilogramo	kg	
Tiempo	segundo	s	
Temperatura termodinámica	kelvin	K	
Intensidad de corriente eléctrica	amperio	A	
Intensidad luminosa	candela	cd	
Cantidad de materia	mol	mol	
UNIDADES SUPLEMENTARIAS			
Angulo plano	radián	rad	
Angulo sólido	estereorradián	sr	
UNIDADES DERIVADAS			
Superficie	metro cuadrado		m^2
Volumen	metro cúbico		m^3
Frecuencia	hertzio (hertz)	Hz	1/s
Densidad	kilogramo por metro cúbico		kg/m^3
Velocidad	metro por segundo		m/s
Velocidad angular	radián por segundo		rad/s
Aceleración	metro por segundo cuadrado		m/s^2
Aceleración angular	radián por segundo cuadrado		rad/s^2
Fuerza	newton	N	$kg{\cdot}m/s^2$
Presión (tensión mecánica)	pascal	Pa	N/m^2
Viscosidad cinemática	metro cuadrado por segundo		m^2/s
Viscosidad dinámica	pascal por segundo	Pa.s	$N{\cdot}s/m^2$
Trabajo, energía, cantidad de calor	julio	J	N•m
Potencia	vatio	W	J/s
Cantidad de electricidad	culombio	C	A•s
Tensión eléctrica, diferencia de potencial, fuerza electromotriz	voltio	V	W/A
Intensidad de campo eléctrico	voltio por metro		V/m
Resistencia eléctrica	ohmio	Ω	V/A
Conductancia eléctrica	siemens	S	A/V
Capacidad eléctrica	faradio	F	C/V
Flujo de inducción magnética	weber	Wb	V•s
Inductancia	henrio	H	Wb/A
Inducción magnética	tesla	T	Wb/m^2
Intensidad de campo magnético	amperio por metro		A/m
Fuerza magnetomotriz	amperio	A	
Flujo luminoso	lumen	lm	cd•sr
Luminancia	candela por metro cuadrado		cd/m^2
Iluminancia	lux	lx	lm/m^2
Número de ondas	una onda por metro		1/m
Entropía	julio por kelvin		J/K
Calor másico	julio por kilogramo kelvin		J/(kg•K)
Conductividad térmica	vatio por metro kelvin		W(m•K)
Intensidad energética	vatio por estereorradián		W/sr
Actividad (de una fuente radiactiva)	una desintegración por segundo		1/s

MULTIPLOS

PREFIJO	SIMBOLO	FACTOR
tera	T	10^{12}
giga	G	10^{9}
mega	M	10^{6}
kilo	k	10^{3}
hecto	h	10^{2}
deca	da	10

SUBMULTIPLOS

PREFIJO	SIMBOLO	FACTOR
deci	d	10^{-1}
centi	c	10^{-2}
mili	m	10^{-3}
micro	μ	10^{-6}
nano	n	10^{-9}
pico	p	10^{-12}
femto	f	10^{-15}
atto	a	10^{-18}

SOAR (2.ª PARTE) EMPLEO DE LAS CARACTERISTICAS SOAR

Es la segunda y última parte del artículo publicado en Revista Miniwatt, volumen 14 – número 11, diciembre de 1975.

PARTE II:

Empleo de las características SOAR publicadas

La gráfica SOAR de un transistor de potencia define los límites eléctricos y térmicos permitidos, que no deben sobrepasarse en las peores condiciones de funcionamiento. Estos límites se determinaron durante el desarrollo del dispositivo y se mantienen durante su fabricación por medio de inspecciones regulares y un control de calidad. Los límites especificados incluyen factores de seguridad comparados con las especificaciones "típicas" y aseguran, a los fabricantes, que toda la producción se encontrará dentro de las especificaciones y, a los usuarios, que los circuitos diseñados serán seguros y el equipo fiable. Así pues, cuando un transistor abandona la fábrica, es un producto garantizado, avalado por una gran experiencia en la avanzada tecnología del semiconductor y respaldado por cuidadosos métodos de prueba y de evaluación desarrollados conjuntamente con dicha tecnología.

Si se toma tanto cuidado en la fabricación y en las características de los transistores, igual cuidado es necesario para determinar las condiciones bajo las que trabajará el dispositivo.

1. Valores límite de diseño

Los valores límite definidos por la gráfica SOAR son valores límite máximos absolutos, de acuerdo con la normalización I.E.C.134. Estos límites no deben sobrepasarse en las peores condiciones posibles. En consecuencia, durante el diseño de un circuito, debe establecerse un margen entre los valores límite máximos absolutos especificados y los valores límite tomados durante el diseño. Este margen debe incluir y permitir el efecto de las tolerancias de los componentes, las variaciones en las condiciones de funcionamiento, las variaciones durante la vida útil y los márgenes de ajuste de fabricación y de servicio.

Ejemplo

Un buen ejemplo del método utilizado para establecer los valores límite de diseño para un circuito es el que se encuentra en un reciente análisis publicado acerca del diseño de una etapa de salida de línea de TV. El transistor de salida de línea en un receptor de televisión puede estar sometido a tensiones y corrientes que están fuera de sus valores límite. Para evitar esto, es necesario anali-

zar las posibles causas de las condiciones de funcionamiento más allá de los valores nominales y establecer unos márgenes de seguridad adecuados. En una base tiempo de línea que utiliza un transistor BU208, el nivel nominal de VA (100%) se fijó en el que se alcanza en un circuito que utiliza componentes normales y que explora un tubo normal con la sobreexploración usual del 6%. La base de tiempo sincronizada tiene que alimentar varias cargas auxiliares. Los diferentes ajustes de la imagen se ajustaron para dar una imagen óptima.

Las tablas 1 a 4 dan una lista de las diferentes tolerancias permitidas; los resultados de la existencia de estas tolerancias se dan en la tabla 5. En los cálculos sólo se tuvieron en cuenta las tolerancias que provocan aumentos de corriente o de tensión. Sin embargo, la probabilidad de que éstos se produzcan en el mismo sentido en un receptor es muy pequeña. Además, no es probable que haya ningún componente viejo en un receptor nuevo, de modo que pueden despreciarse las tolerancias que representen el 3% de la corriente total y el 5,7% de la tensión total. Esta es una aproximación razonable ya que significa que cada receptor nuevo funciona de una forma segura bajo las condiciones más adversas que puedan producir las tolerancias de fabricación. El fin de vida del receptor se define como el punto en el cual el envejecimiento de los componentes empieza a afectar seriamente al funcionamiento.

Con esta base y redondeando por exceso, se obtienen a partir de la tabla 5 los siguientes datos:

- la corriente de pico de colector permite un aumento del 25%,
- la tensión de cresta de colector permite un aumento del 25%.

Tabla 2. Tolerancias de funcionamiento

	unidad	tolerancia (%)	efecto tolerancia Δi_c (%)	Δv_c (%)	Δexpl. (%)
tensión de red	V	±10	±2	±2	1,0
corriente del haz 0 a 1,5	mA		±9,0*	-5	1,5
frec. fuera de sincronismo	kHz	-10	+10	+10	--
suma aritmética de tolerancias positivas			12	12	2,5

*Esta tolerancia normalmente se tiene en cuenta en el diseño de base de tiempo de línea, y por tanto no se suma.

Tabla 1. Variaciones de los componentes

	unidad	tolerancia (%)	efecto de la tolerancia Δi_c (%)	Δv_c (%)	$\Delta expl.$ (%)
autoinducción de la bobina de desviación, L_y	mH	3,0	2,7	1,7	2,4
sensibilidad de la bobina de desviación, $L_y i_y$	–	2,0	1,8	1,3	1,6
sensibilidad del tubo imagen	–	1,5% expl.	–	–	1,5
efecto del ajuste del control de anchura	–	–	1,0	1,0	–
autoinducción del transistor de salida de línea, $10\,L_y$	mH	10	0,3	0,2	0,3
relación de espiras de la bobina de desviación del transistor de salida de línea	–	0,5	0,5	0,3	0,5
exactitud de la sintonización armónica	%	10	0,5	0,5	0,3
capacidad de la bobina de desviación más la del transistor de salida de línea	pF	5,0	–	1,25	1,1
condensador de sintonización	pF	5,0	–	1,25	1,1
condensador de corrección S	pF	10	2,0	0,5	2,0
tiempo de conducción del transistor de salida de línea	–	–	–	1,0	0,5
resistencia de protección contra descargas	Ω	requerida	–	1,0	1,0
convergencia pasiva		margen	1,0	0,5	2,0
ajuste de la alta tensión	V	1,0	3,0	3,0	2,7
variaciones de la carga de la alimentación de baja tensión	A	20	1,0	1,0	0,9
suma de valores eficaces			5,2	4,6	5,7

Tabla 3. Variaciones durante la vida útil

	unidad	tolerancia	efecto de la tolerancia		
		(%)	Δi_C (%)	Δv_C (%)	Δscan (%)
condensador de sincronización	pF	-5	--	+1,25	-1,1
transistor de salida de línea	pF	-5	--	+1,25	-1,1
condensador de corrección S	pF	-5	-1,0	+0,2	+1,0
resistencia de protección contra descargas	Ω	+5	-0,25	-0,25	-0,35
variación de la alta tensión de línea	V	±3	3,0	±3,0	±2,7
suma aritmética de tolerancias positivas			3,0	5,7	3,7

Tabla 4. Ajustes de fabricación y de servicio

	unidad	tolerancia total	tolerancia ya tenida en cuenta	tolerancia neta	efecto de las tolerancias	
					Δi_C	Δv_C
		(%)	(%)	(%)	(%)	(%)
ajuste de la alta tensión	V	10	3 + 3	4	4	4
ajuste de frecuencia de línea	kHz	12	10	2	2	2
variación de la carga de baja tensión	A	-50	20	-30	+1,5	+1,5
suma aritmética de tolerancias					7,5	7,5

Tabla 5. Adición de tolerancias

	tolerancias		
	Δi_C %	Δv_C %	Δscan %
componentes	5,2	4,6	5,7
operacional	12,0	12,0	2,5
desviaciones durante la vida útil	3,0	5,7	3,7
fabricación y servicio	7,5	7,5	--
suma aritmética de tolerancias	27,7	29,8	11,9

Así pues, en este ejemplo particular los valores límite de diseño pueden fijarse en 100/125 = 80% de los valores máximos absolutos.

En el ejemplo anterior se supuso que se utilizaba una fuente de alimentación estabilizada para la etapa de salida de línea. Si se utiliza una fuente de alimentación no estabilizada debe tolerarse otro 10%, con lo que el factor de extrapolación será 100/135 = 0,74. A partir de estos datos es posible reformar el gráfico del área de funcionamiento de seguridad (SOAR) del transistor BU208 para obtener un área de funcionamiento de diseño. El procedimiento es el siguiente.

Primero, se ha de dibujar el área de funcionamiento de seguridad (SOAR) de valores máximos absolutos para las condiciones de funcionamiento reales del transistor a partir del SOAR publicado. En este caso el funcionamiento es a impulsos, de modo que se necesita el área de funcionamiento de seguridad de impulsos; en el apartado 2 se tratará de la obtención del SOAR de impulsos. Entonces ambos niveles $I_{CMmáx}$ y $V_{CEOmáx}$ se extrapolan según el mismo factor (0,8 o 0,74 en este caso) y los nuevos valores límite se dibujan paralelos a los originales. A continuación, se desplazan las intersecciones ($I_{Cmáx}$, $P_{tot\ máx}$) y ($V_{CEO\ máx}$, segunda ruptura) hacia abajo a lo largo de una línea de 45° de pendiente con los nuevos valores límite I_C y V_{CE}. Finalmente, se construyen los nuevos límites de P_{tot} y de segunda ruptura partiendo de los nuevos puntos de intersección y paralelos a los originales. El procedimiento se ilustra en la figura 1.

Un procedimiento similar de extrapolación puede y debe utilizarse con transistores de potencia en todas las aplicaciones. De esta manera el diseñador es capaz de establecer un compromiso entre el precio del dispositivo de potencia y la tolerancia de los componentes obteniendo a la vez un diseño fiable.

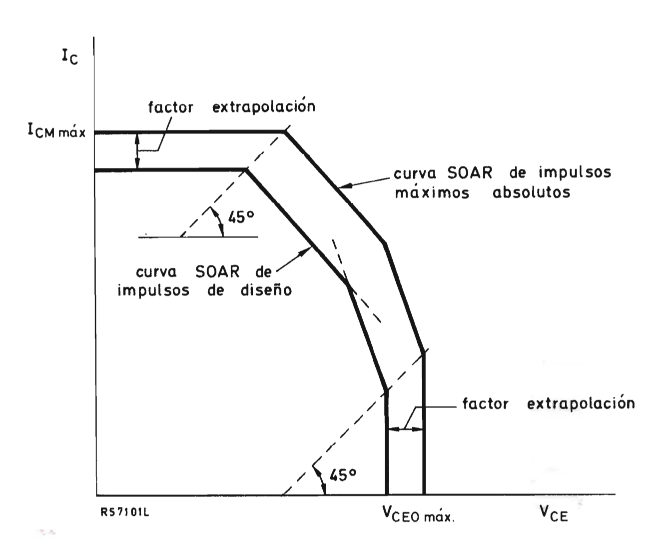


Figura 1. Construcción del área de funcionamiento de seguridad (SOAR) de diseño a partir del SOAR de valores máximos absolutos. Las escalas de ambos ejes son logarítmicas.

Extrapolación de la temperatura

Las características del transistor publicadas normalmente especifican $P_{tot\ máx}$ a una temperatura determinada, llamémosla T_1, normalmente de 25°C. La máxima disipación permisible en cualquier otra temperatura se puede calcular a partir de:

$$P_{tot}\ máx(T) = \frac{T_j\ máx - T_{mb}}{R_{th\ j\text{-}mb}},$$

en donde T_{mb} está dada por:

$$T_{mb} = P_{tot} \cdot R_{th\ mb\text{-}a} + T_a.$$

A temperaturas hasta T_1, el valor de $P_{tot\ máx}$ publicado debe mirarse como el máximo de seguridad; a temperaturas superiores a T_1 debe extrapolarse por medio de la relación anterior, o de la figura 2.

2. Funcionamiento a impulsos

Las consideraciones básicas que fundamentan la obtención del SOAR de impulsos se estudiaron en la parte I. Para un impulso único ($\delta < 0{,}01$) se puede utilizar el área de funcionamiento de seguridad (SOAR) publicado sin conversión. Para trenes de impulsos se pueden obtener los nuevos gráficos SOAR para las características de impulso en cuestión.

Area de funcionamiento de seguridad para impulsos rectangulares que aparecen periódicamente

El máximo valor para I_C está fijado por el valor límite I_{CM} del área de funcionamiento de seguridad (SOAR) de impulsos únicos. Para este valor límite se especifica un tiempo máximo de duración del impulso. Además, el valor medio de I_C, durante un período de 10 ms, no debe exceder $I_{CM\ máx}$.

Disipación de potencia: la máxima disipación de potencia está situada entre $P_{tot\ máx}$ y $P_{pico\ máx}$, el límite para impulso único, de acuerdo con:

$$P_{pico}\ máx = P_{tot}\ máx \times \frac{R_{th\ j\text{-}mb}}{Z_{th\ j\text{-}mb}} = M_P$$

donde el valor de $Z_{th\ j\text{-}mb}$ es función del tiempo de duración del impulso y de la relación trabajo-reposo, tal como aparece en las curvas publicadas para este transistor.

Segunda ruptura: el límite de segunda ruptura para un tren de impulsos está situado también entre los límites de c.c. y de impulso único. Este se puede obtener con la ayuda de los factores $M_{SB(I)}$ y $M_{SB(V)}$ (véase parte I, apartado 2.5).

Normalmente no se puede sobrepasar $V_{CEO\ máx}$ en condiciones de funcionamiento a impulsos. Algunos tipos de transistores diseñados específicamente para converti-

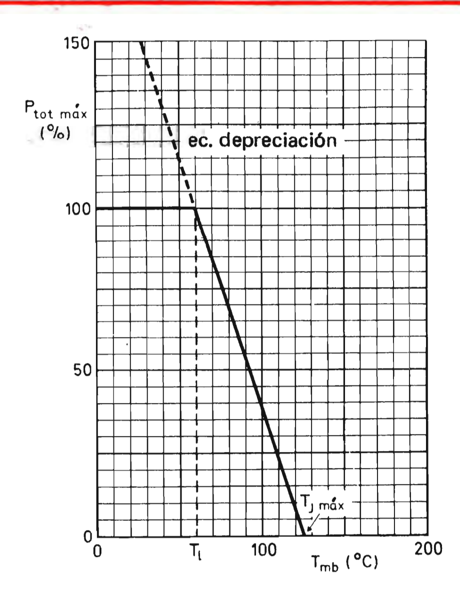


Figura 2. Gráfico del factor de depreciación de la potencia en función de la temperatura para transistores en los que $T_{j\ max}$ es 125°C.

dores o para desviación de televisión, están preparados para permitir algunos desplazamientos del límite de V_{CE} durante impulsos de corta duración, durante el paso a conducción y a bloqueo (véase parte I, apartado 2.6). El empleo de estas áreas se discutirán más adelante en el apartado 3.

El límite de la curva del área de funcionamiento de seguridad (SOAR) de impulsos incluye un impulso de duración despreciable. El área de funcionamiento de seguridad para tal impulso es un rectángulo limitado por las líneas $I_C = I_{CM\ máx}$ y $V_{CE} = V_{CEO\ máx}$. El SOAR para impulsos únicos de distintas duraciones se da en las características publicadas, y puede, como se dijo antes, utilizarse directamente.

Ejemplo

En la figura 3 se muestran las etapas a seguir para la obtención del límite de segunda ruptura a impulsos. Este gráfico se puede extender al área de funcionamiento de seguridad (SOAR) completo a impulsos incluyendo los límites de I_{CM}, P_{peak} y V_{CEO} como se muestra en la figura 4.

El procedimiento es directo y simple para trenes de impulsos rectangulares. El mismo procedimiento puede seguirse para obtener el SOAR para impulsos irregulares que se presentan periódicamente. Quizás el camino más simple a seguir con formas de onda complejas sea dividirlas en una serie equivalente de impulsos rectangulares,

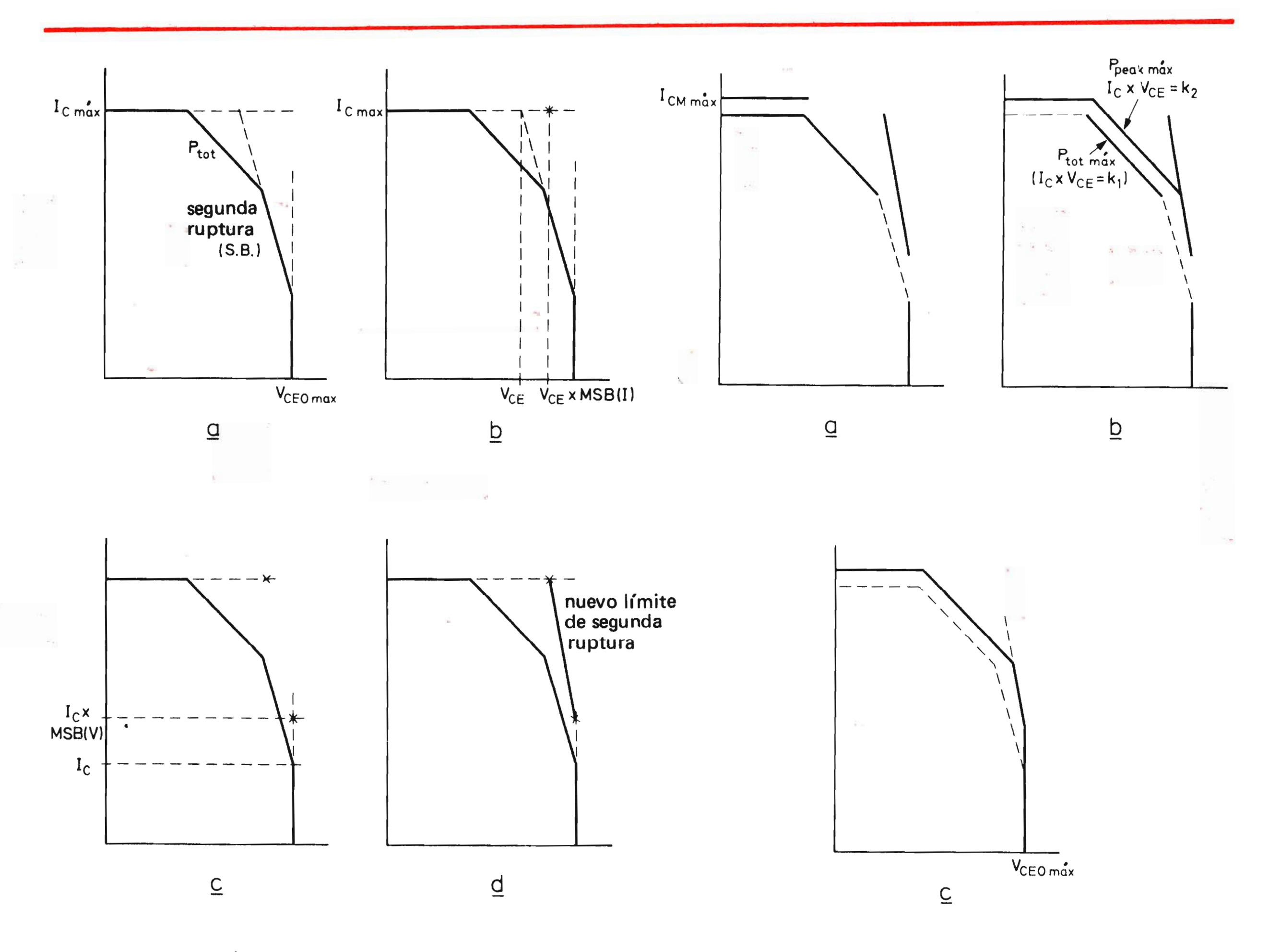


Figura 3. Localización de la segunda ruptura para impulsos. (a) Se prolongan los límites I_C y V_{CEO} y el límite de segunda ruptura hasta que se corten. (b) Se multiplica el valor de V_{CE} en la intersección $I_{C\ max}$/segunda ruptura por el valor $M_{SB(I)}$ obtenido de las características del dispositivo. (c) Se multiplica el valor de I_C en la intersección V_{CEO}/segunda ruptura por el valor $M_{SB(V)}$. (d) Se traza el nuevo límite de segunda ruptura entre los nuevos límites obtenidos.

Figura 4. Construcción del área completa de funcionamiento de seguridad para impulsos utilizando el nuevo límite de segunda ruptura construido en la figura 3. (a) Se añade la línea I_{CM} si es necesaria (véase el texto). (b) Se traza un nuevo límite de potencia $P_{peak\ máx}$, con los puntos $I_C \times V_{CE} = P_{tot\ máx} \times M_p$. (c) Se prolonga el límite de V_{CEO} hasta que corte al nuevo límite de segunda ruptura.

figura 5. El efecto de calentamiento y enfriamiento de estos impulsos separados se puede calcular ampliando los métodos dados en la parte I, apartado 2.5, de la siguiente manera.

La temperatura de la unión en cualquier momento de un tren de impulsos normales se puede calcular considerando los efectos de calentamiento y enfriamiento debidos a los impulsos y a los intervalos entre ellos. Ya que las características de calentamiento y enfriamiento son de forma similar pero invertida, el período de enfriamiento puede mirarse como una parte de un tren de impulsos de potencia negativos, y una Z_{th} obtenida para él a partir de las características. Considérese, por ejemplo, un tren de impulsos de 100 W de pico, 100 μs de duración con relación trabajo-reposo de 0,1 aplicado a un transistor de potencia BD181. Problema: calcúlese la temperatura de unión T_j del transistor en el instante de terminar el tercer impulso. Para simplificar los cálculos, se considerará que T_{mb} permanece constante a 25°C.

El tren de impulsos puede reemplazarse por las curvas de calentamiento y enfriamiento correspondientes, como en la figura 6. La máxima temperatura de unión alcanzada al final del tercer impulso será:

$$\Delta T_j = \Delta T_{h1} - \Delta T_{c1} + \Delta T_{h2} - \Delta T_{c2} + \Delta T_{h3}.$$

Ahora,

$$\Delta T_{h1} = P \cdot Z_{th}(t = 2{,}1 \text{ ms});$$
$$\Delta T_{h2} = P \cdot Z_{th}(t = 1{,}1 \text{ ms}),$$
$$\Delta T_{h3} = P \cdot Z_{th}(t = 100\ \mu\text{s})$$

y

$$\Delta T_{c1} = P \cdot Z_{th}(t = 2{,}0 \text{ ms}),$$
$$\Delta T_{c2} = P \cdot Z_{th}(t = 1{,}0 \text{ ms}).$$

Los valores de Z_{th} correspondientes a los tiempos de impulso dados se toman de las curvas publicadas para el transistor BD181, δ = 0, reproducidas en la figura 7. La expresión de ΔT_j se puede simplificar, y sustituyendo valores se obtiene:

$$\Delta T_j = 100(0{,}58 - 0{,}56 + 0{,}51 - 0{,}51 + 0{,}32),$$
$$= 34\ ^\circ\text{C}.$$

Este método se puede extender realmente a la situación de la figura 5, en donde un impulso irregular es subdividido en un número de impulsos rectangulares de igual duración. Cada uno de los impulsos rectangulares, puede considerarse separadamente, obteniéndose una buena aproximación de la temperatura final pasado cualquier tiempo con el método anterior. Evidentemente, cuantas más subdivisiones se hagan mayor es la exactitud obtenida. Obsérvese que la temperatura final de la última subdivisión puede no ser la mayor dentro del impulso, la temperatura se debe calcular al final de cada subdivisión.

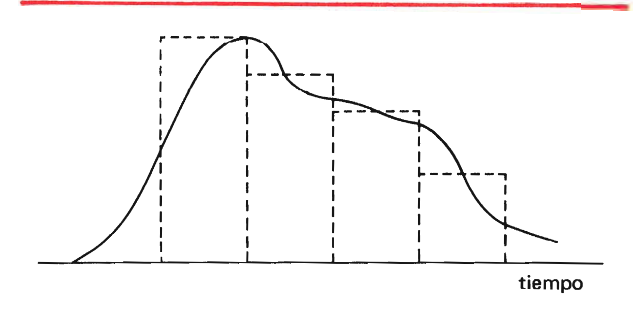


Figura 5. Un impulso de forma irregular que se puede aproximar por un grupo de impulsos rectangulares.

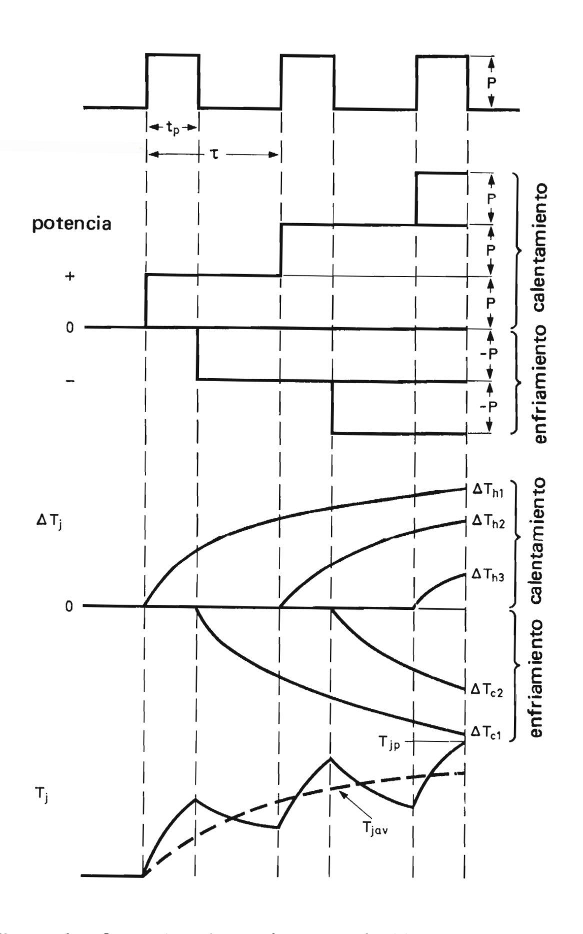


Figura 6. Efecto de calentamiento producido por tres impulsos equidistantes de igual magnitud. $T_{j\,av}$ es la temperatura media de la unión.

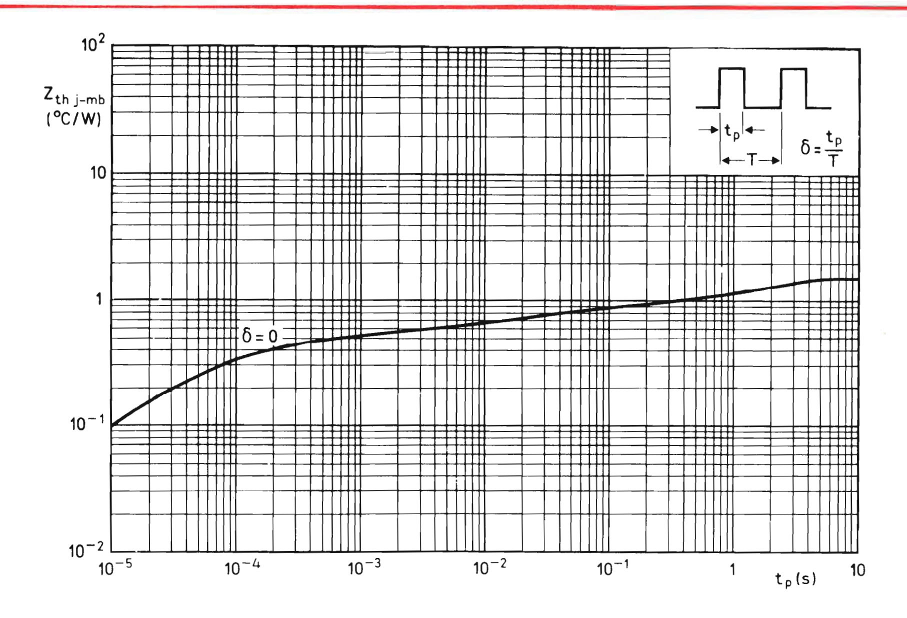


Figura 7. Curva $Z_{th\ j\text{-}mb} = f(t_p)$ para el transistor BD181.

Formas de onda compuestas y no periódicas

En la práctica, un transistor de potencia tiene que operar con formas de onda no periódicas o formas de onda compuestas. Se producen formas de onda no periódicas en circuitos que tienen varios modos de funcionamiento, tales como amplificadores de audio, donde el funcionamiento puede variar desde pruebas de la potencia máxima con ondas senoidales hasta la excitación con música de fondo de bajo nivel. Existen formas de onda compuestas en aplicaciones de conmutación, inversores por ejemplo, en donde la disipación de potencia es baja durante los estados de conducción y de bloqueo, pero aparecen picos de alta potencia durante la conmutación entre ambos estados.

En cada caso, se deben hallar las ondas rectangulares equivalentes (ondas rectangulares con la misma potencia de pico y el mismo contenido de energía), dibujar el área de funcionamiento de seguridad (SOAR), realizar los cálculos térmicos y, finalmente, especificar el radiador.

Variaciones de temperatura en un largo tren de impulsos

Si un transistor está sometido a una carga continua pulsante, el cálculo de la temperatura después de un tiempo largo implicaría, idealmente, que se repitiera el proceso descrito en el apartado anterior. Continuar tal repetición durante algunas decenas o centenas de ciclos sería un procedimiento pesado y largo. Una buena aproximación al resultado final se puede obtener considerando el efecto de dos impulsos en la temperatura media estimada. La temperatura media debida a la disipación media del transistor se calcula fácilmente.

La figura 8 ilustra el método de aproximación de dos impulsos para hallar los picos de temperatura en un transistor sometido a una carga pulsante regular. Se supone que la carga va seguida por dos impulsos reales o por grupos de impulsos cuadrados equivalentes si la forma de onda es compleja. Para el caso sencillo ilustrado, la temperatura de la unión al final del segundo impulso es:

$$\Delta T_{j\text{-}mb\ \mathrm{pk}} = \Delta T_{h\ \mathrm{av}} - \Delta T_{c\ \mathrm{av}} + \Delta T_{h1} - \Delta T_{c1} + \Delta T_{h2},$$

en donde los diferentes términos se identifican en la figura 8. Se puede comprobar la exactitud de la aproximación ampliando el análisis a tres impulsos, la expresión anterior es ahora:

$$\Delta T_{j\text{-}mb\ \mathrm{pk}} = \Delta T_{h\ \mathrm{av}} - \Delta T_{c\ \mathrm{av}} + \Delta T_{h1} - \Delta T_{c1} + \Delta T_{h2} - \Delta T_{c2} + \Delta T_{h3}.$$

Ejemplo

Se somete al transistor BD293 a impulsos de una frecuencia de 10 kHz, con una relación trabajo-reposo de 0,3 y de una potencia de pico de 20 W. Suponiendo que los impulsos son rectangulares, la temperatura de pico

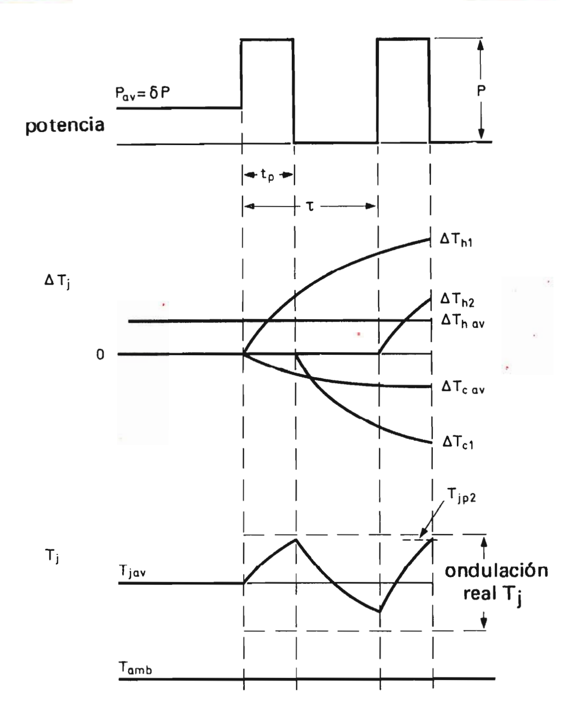


Figura 8. Componentes de calentamiento y enfriamiento para la aproximación de dos impulsos.

después de cualquier impulso, al final de un largo tren es, por el método de los dos impulsos:

$$\Delta T_{j\text{-}mb}\ \mathrm{pk} = P\{\delta R_{th\ j\text{-}mb} - \delta Z_{th}(130\ \mu s) + Z_{th}(130\ \mu s) - Z_{th}(100\ \mu s) + Z_{th}(30\ \mu s)\}.$$

Tomando la resistencia y la impedancia térmicas ($\delta =$ $= 0$) de las características del dispositivo:

$$\Delta T_{j\text{-}mb}\ \mathrm{pk} = 20(0{,}3 \cdot 2{,}08 - 0{,}3 \cdot 0{,}32 + 0{,}32 - 0{,}28 + + 0{,}15) = 14{,}36\ ^\circ C.$$

Ampliando el cálculo al caso de incluir los últimos tres impulsos:

$$\Delta T_{j\text{-}mb}\ \mathrm{pk} = 20(0{,}3 \cdot 2{,}08 - 0{,}3 \cdot 0{,}43 + 0{,}43 - 0{,}4 + 0{,}32 - 0{,}28 + 0{,}15) = 13{,}30\ ^\circ C.$$

que es aproximación suficientemente buena para fines prácticos.

Obsérvese que estos cálculos sólo predicen la temperatura en el punto final del impulso y no en otro punto. Si se necesitan las temperaturas intermedias (en medio de un tren de impulsos diferentes, por ejemplo), debe tomarse como punto final del cálculo el punto en el cual se necesita conocer la temperatura.

Cálculos térmicos y del área de funcionamiento de seguridad (SOAR) combinados

Un ejemplo práctico del empleo de la subdivisión como ayuda para el cálculo de temperaturas de pico dentro de un dispositivo puede ser el siguiente. La figura 9 es el esquema de una etapa de salida de cuadro para un receptor de televisión en blanco y negro de 110°. Los valores de I_C y V_{CE} del transistor de salida están dibujados en un gráfico en la figura 10, junto con la disipación de potencia resultante y las temperaturas calculadas.

Se ha dividido la curva de P_{tot} en cuatro partes, cada parte se sustituye por una onda rectangular equivalente. Como prueba de la exactitud de la subdivisión, puede calcularse la disipación de potencia media y compararse con la medida:

$$P_{tot\ av} = P_1\delta_1 + P_2\delta_2 + P_3\delta_3 + P_4\delta_4,$$
$$= 4{,}96\ W.$$

El valor de $R_{th\ j\text{-}mb}$ para TR_2 es 2,5°C/W, así, el valor medio de $\Delta T_{j\text{-}mb} \approx 12{,}5$°C. Es necesario el cálculo de las temperaturas de pico que aparecen durante el ciclo, primero para asegurar una larga vida útil del transistor, y segundo para aplicar los factores de extrapolación adecuados a la curva del área de funcionamiento de seguridad.

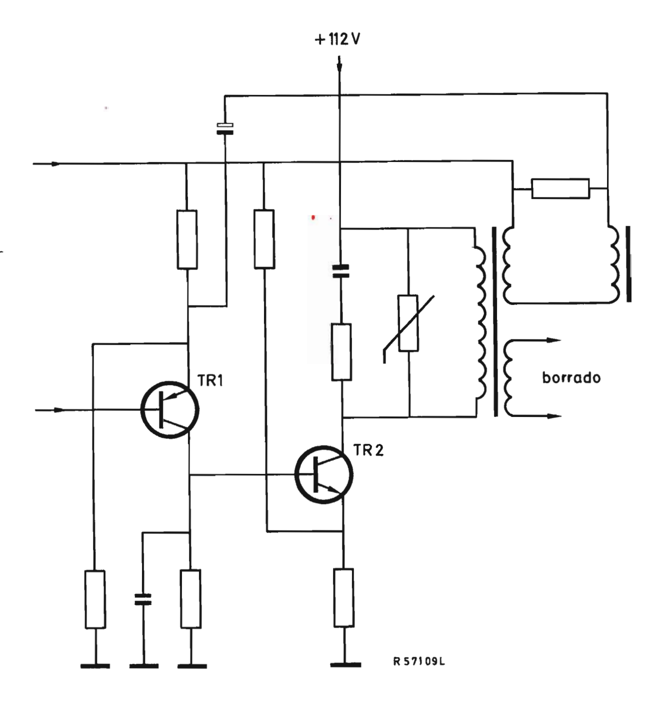


Figura 9. Etapa de salida vertical estudiada en el texto.

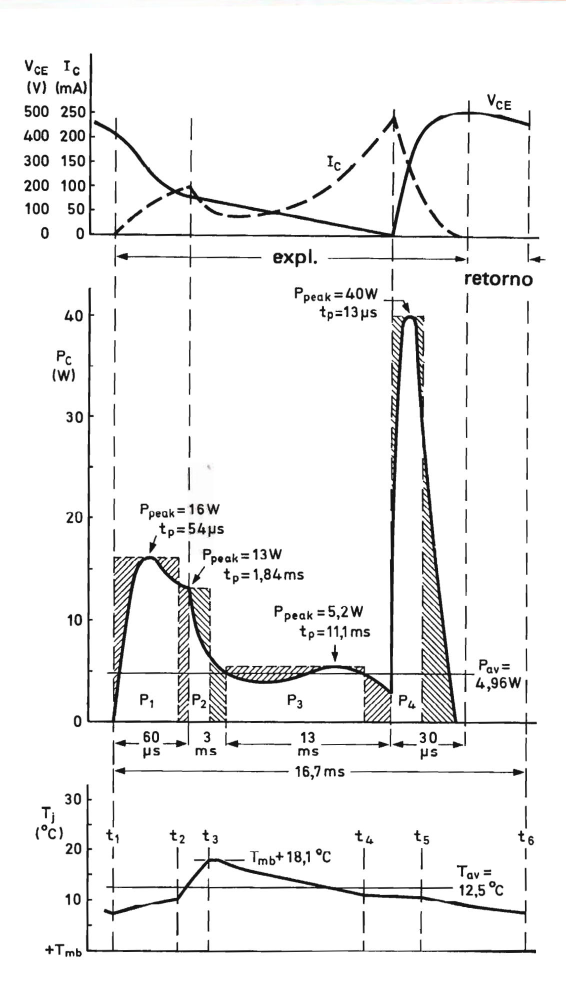


Figura 10. Formas de onda de potencia de TR_2 del circuito de la figura 9, mostrando su división en impulsos rectangulares y las variaciones de temperatura que ellos provocan.

Los picos de temperatura se pueden calcular al final de cada subdivisión dentro de un ciclo, y se pueden comprobar ampliando el cálculo a un ciclo más. Este método es similar a los de aproximación de dos o tres impulsos dados anteriormente. Como ejemplo, para calcular la temperatura en t_5,

$$\Delta T_{j\text{-}mb(t_5)} = P_{av} \cdot R_{th\,j\text{-}mb} - P_{av} \cdot Z_{th}(t = 16{,}1\ \text{ms}) + $$
$$+ P_1 \cdot Z_{th}(t = 16{,}1\ \text{ms}) - P_1 \cdot Z_{th}(t = 16{,}02\ \text{ms}) +$$
$$+ P_2 \cdot Z_{th}(t = 16{,}02\ \text{ms}) - P_2 \cdot Z_{th}(t = 14{,}2\ \text{ms}) +$$
$$+ P_3 \cdot Z_{th}(t = 13{,}01\ \text{ms}) - P_3 \cdot Z_{th}(t = 1{,}91\ \text{ms}) +$$
$$+ P_4 \cdot Z_{th}(t = 13\ \mu\text{s}).$$

Todos los valores de Z_{th} son para $\delta = 0{,}01$. En la tabla 6 se da una lista de las temperaturas calculadas, cuyas exactitudes están limitadas por la precisión de lectura de las curvas Z_{th} publicadas para el transistor.

La potencia media disipada por TR_2 es sólo 12,5 W, de modo que un radiador relativamente pequeño mantendrá su temperatura igual a la del ambiente. El valor $T_{j\ máx}$ para TR_2 es 135°C, y puesto que $\Delta T_{j\text{-}mb}$ de pico, que aparece en t_3, es 18,1°C, pueden tolerarse en el dispositivo temperaturas ambiente (o dentro del gabinete) del orden de 100°C.

Estas temperaturas calculadas pueden utilizarse ahora para dibujar el área de funcionamiento de seguridad (SOAR) de impulsos apropiada. El área de funcionamiento de seguridad de c.c. para el transistor utilizado en TR_2 no tiene límite de P_{tot}, esto no es extraño para transistores de alta tensión. Primero se debe establecer un límite $P_{peak\ máx}$, para ver si constituye un límite bajo estas condiciones de impulso. Tomando T_{mb} como máximo igual a 100°C, $R_{th\ j\text{-}mb}$ = 2,5°C/W (de las características), y considerando sólo el efecto de P_2 (t = 1,84 ms, δ = 0,11), se encuentra un valor de $Z_{th\ j\text{-}mb}$ igual a 1,0 y por tanto un valor de M_p (R_{th}/Z_{th}) igual a 2,5. Este valor se ha de convertir en M'_p, factor multiplicativo de potencia total para el sistema. Este factor se puede obtener multiplicando M_p por la relación entre la temperatura de pico calculada y la debida sólo a P_2. La temperatura debida a P_2, obtenida por la aproximación de dos impulsos es:

$$\Delta T_{j\text{-}mb} = 0{,}11 \cdot 13 \cdot 2{,}5 - 0{,}11 \cdot 13 \cdot 1{,}5 + 13 \cdot 1{,}5$$
$$- 13 \cdot 1{,}4 + 13 \cdot 0{,}8,$$
$$= 13\ °\text{C}.$$

La temperatura calculada es en efecto 18,1°C (tabla 6), de modo que:

$$Mp' = Mp \times \frac{T_{mb} + 13}{T_{mb} + 18{,}1} = 2{,}5 \times \frac{113}{118{,}1} = 2{,}4.$$

Se puede seguir el mismo procedimiento para corregir los valores de $M_{SB(V)}$ y $M_{SB(I)}$ hallados para P_2. A partir de las características de TR_2, $M_{SB(I)}$ es 3 y $M_{SB(V)}$ es 3,2.

Tabla 6. Temperaturas calculadas para la forma de onda de potencia de la figura 10

tiempo	$\Delta T_{j\text{-}mb}$ (°C)
t_1	8,54
t_2	11,34
t_3	18,1
t_4	12,76
t_5	12,3
t_6 (t_1)	8,54

Estos valores se pueden corregir multiplicándolos por el mismo factor (113/118,1) que para M_p. Esto da $M'_{SB(I)}$ = = 2,87 y $M'_{SB(V)}$ = 3,06. En la figura 11 se da el área de funcionamiento de seguridad (SOAR) para TR_2 dibujada con las correcciones para impulsos ya realizadas y con el ciclo de funcionamiento del circuito de la figura 9.

Debe observarse en la figura 11 que, aunque $P_{tot\ máx}$ no es un límite del SOAR de c.c., $P_{peak\ máx}$ es un límite en estas condiciones. No existe posibilidad de segunda ruptura inversa ya que en ninguna etapa del ciclo V_{CE} es mayor que $V_{CEO\ máx}$. El margen mínimo para $V_{CEO\ máx}$ es del 20% y el margen mínimo para $I_{C\ máx}$ es 300%. Durante el tiempo de P_2 existe un margen del 100% entre las condiciones de funcionamiento y las del límite de segunda ruptura.

Deben observarse además dos puntos:

– Aunque el límite revisado de segunda ruptura se corte en un punto con el lugar del punto de operación del transistor, el cruce ocurre en un punto del ciclo donde la temperatura del dispositivo es baja. Además la relación trabajo-reposo del impulso en cuestión, P_4, es pequeña (0,00065) de modo que no se sobrepasa el límite de segunda ruptura para este impulso.

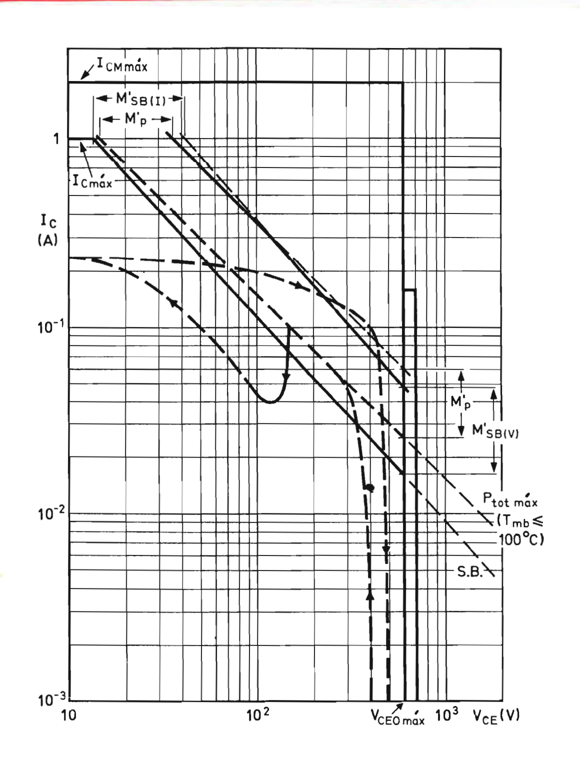


Figura 11. Area de funcionamiento de seguridad sobrenominal para TR_2 en la figura 9 con el ciclo de funcionamiento trazado.

– Es necesario extrapolar tanto M_p, $M_{SB(I)}$ como $M_{SB(V)}$ ya que la disipación del dispositivo hace aumentar T_j y $\Delta T_{j\text{-}mb}$. La potencia máxima es función de T_j, mientras que la segunda ruptura es función de $\Delta T_{j\text{-}mb}$.

3. Funcionamiento con polarización inversa

Si la unión base emisor de un transistor está polarizada inversamente, y $V_{CE} > V_{CEO\ máx}$, puede producirse segunda ruptura en el transistor. En estas condiciones, la segunda ruptura se inicia por la inyección en avalancha de portadores (véase el apartado 2.6 de la parte I). Las principales limitaciones del funcionamiento en polarización inversa se dieron en la tabla 2 de la parte I, y el ciclo general de conmutación y los requisitos de excitación para transistores de potencia para convertidores se dieron en las figuras 27 y 30 de la parte I. Obsérvese que un transistor de silicio pasa a polarización inversa cuando $V_{BE} < 0{,}7$ V.

Parece evidente que la segunda ruptura con polarización inversa será un problema sólo cuando durante parte del ciclo de conmutación, un transistor tenga un valor de V_{CE} superior a $V_{CEO\ máx}$. Una regla sencilla a seguir para el funcionamiento normal de los transistores sin ampliaciones específicas del área de funcionamiento de seguridad (SOAR) a valores de $V_{CE} > V_{CEO\ máx}$ es la siguiente: la avería no siempre es inevitable. Si se han de conmutar cargas inductivas, se dispone y se han de utilizar circuitos especiales para limitar V_{CE}. La aproximación más sencilla es el empleo de redes supresoras de transitorios o diodos de "efecto de volante" para reducir o eliminar la fuerza contraelectromotriz debida a la conmutación. Podrían considerarse también mayores refinamientos, tales como una conmutación más lenta. Si son inevitables rápidas conmutaciones y altas tensiones, como en convertidores y en circuitos de salida de línea de TV, se dispone de transistores especialmente diseñados para ello.

La construcción de tales transistores de conmutación de alta tensión como el BDY93, el BDY96 y el BU126 difieren considerablemente de sus correspondientes de baja tensión y también su comportamiento en el circuito.

Adaptación del circuito para cumplir con los requisitos del área del funcionamiento de seguridad (SOAR)

Refiriéndonos de nuevo a la figura 28 de la parte I, que repetimos en la figura 12, se puede ver que se ha añadido un tercer devanado al transformador del convertidor para la recuperación de energía. Este devuelve la energía almacenada en la autoinducción a la alimenta-

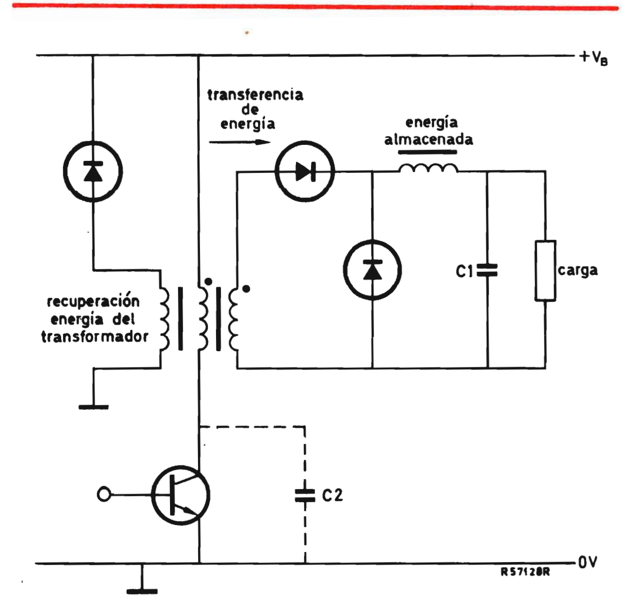


Figura 12. Circuito de potencia de un convertidor para una fuente de alimentación conmutada.

ción cuando no hay carga en el secundario. Por medio de un devanado bifilar se asegura un fuerte acoplamiento entre el primario y el devanado de recuperación de energía. El fuerte acoplamiento elimina la autoinducción dispersa entre los dos dèvanados, y por lo tanto, el impulso de tensión parásito debido a dicha autoinducción que puede aparecer durante el paso a bloqueo. El diodo se conecta en serie en la parte superior del devanado para eliminar el impulso parásito de corriente durante el paso a conducción debido a la capacidad entre devanados.

Para mantener el transistor dentro de su zona de bloqueo del SOAR durante el paso a bloqueo, puede ser necesario añadir un circuito de subida lenta de colector. Esto será necesario si $V_{CEO\ máx}$ no es mayor que el doble de la máxima tensión de alimentación, y sirve para retardar la subida de tensión de colector hasta que la corriente de colector esté dentro de los límites de seguridad. Un ejemplo de circuito de subida lenta se muestra en la figura 13, y en la figura 14 está representado su efecto durante el paso a bloqueo en el área de funcionamiento de seguridad de un transistor BDY93.

Apéndice I. Detección del inicio de la concentración de corriente

El inicio de la concentración de corriente es el preludio de la segunda ruptura. La concentración de corriente provoca una disipación de potencia no uniforme en los transistores, que se traduce en un aumento del valor de $R_{th\ j\text{-}mb}$ o de $Z_{th\ j\text{-}mb}$ medido. La determinación de estas magnitudes requiere que se midan T_j, T_{mb} y P_{tot}. En la práctica, T_j se obtiene a partir de V_{BE}, T_{mb} a partir de un termopar situado adecuadamente y P_{tot} como el producto de V_{CE} e I_C.

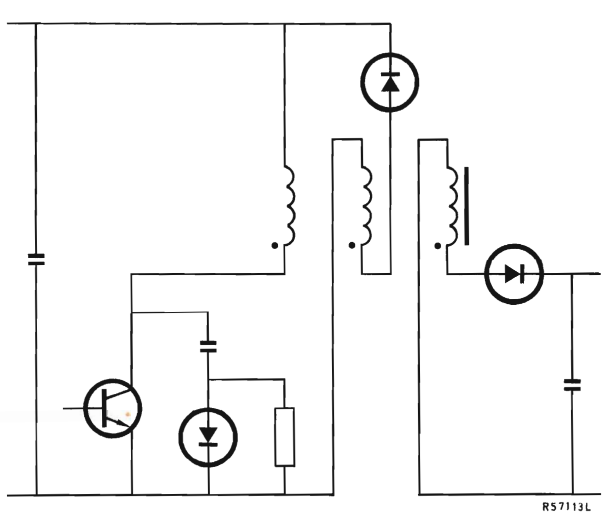


Figura 13. El circuito convertidor de la figura 12 con el circuito de subida lenta.

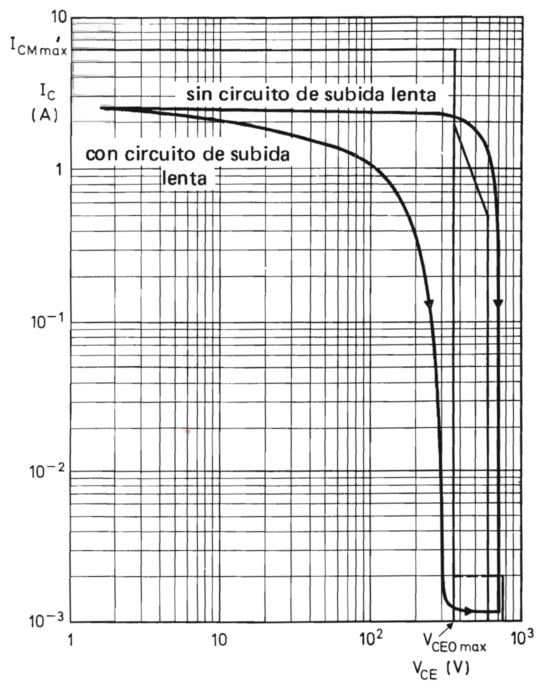


Figura 14. Efecto del circuito de subida lenta durante el paso a bloqueo del transistor BDY93 en el circuito de las figuras 12 y 13.

V_{BE} como función de T_j

La tensión directa en el diodo base-emisor de un transistor de silicio disminuye linealmente al aumentar la temperatura por encima de 40 K, manteniendo constante la corriente. Este hecho es muy conocido y se ha utilizado como base para el diseño de muchos termómetros electrónicos. La tensión directa real a cualquier temperatura depende de la estructura del diodo y de la corriente en la unión.

Si las regiones lineales de las características tensión/temperatura para diferentes uniones de silicio con diferentes corrientes se extrapolan a 0 K, la intersección con el eje de tensión es aproximadamente igual a 1267 mV, figura A1. Esta propiedad puede utilizarse para simplificar la medición de T_j.

Un examen cuidadoso de la relación entre I_F y $V_F = f(T)$, conduce a tomar, para el cálculo de la dependencia de la temperatura de V_F, la siguiente expresión:

$$\frac{\Delta V_F}{\Delta T} = \frac{1267 - V_{F(T_a)}}{T_a + 273} \ (\text{mV}/^\circ\text{C}).$$

Investigando se ha encontrado que la máxima dispersión de V_F en 0 K es de 1251 a 1277 mV. A partir de esto se han calculado las pendientes máxima y mínima de $V_F = f(T)$. De los valores obtenidos, se puede sacar la conclusión de que la precisión de la expresión anterior es generalmente superior a ±2% con algunas desviaciones extremas a ±3,2%.

Utilizando esta información, la temperatura T_j de un transistor puede medirse en función de V_{BE}. Esto es extraordinariamente útil en medidas de rutina durante la producción, ya que la medida de V_{BE} en una temperatura –que puede ser la temperatura controlada de la habitación en la cual se efectúan las medidas– permite determinar la ley $V_F = f(T)$ para el transistor. Otro método consiste en la calibración de los transistores individualmente a dos temperaturas en un baño de aceite, pero no es adecuado para medidas rápidas de rutina durante la producción.

Medida de $R_{th\ j\text{-}mb}$

Tal como se describió en el apartado 2.2 de la parte I, el comienzo de la segunda ruptura se puede definir convenientemente y con seguridad como la disipación que provoca que $R_{th\ j\text{-}mb}$ aumente por encima de algún valor especificado. Este valor se indica en las características del dispositivo. Ahora:

$$R_{th\ j\text{-}mb} = \Delta T_{j\text{-}mb}/P_{tot}.$$

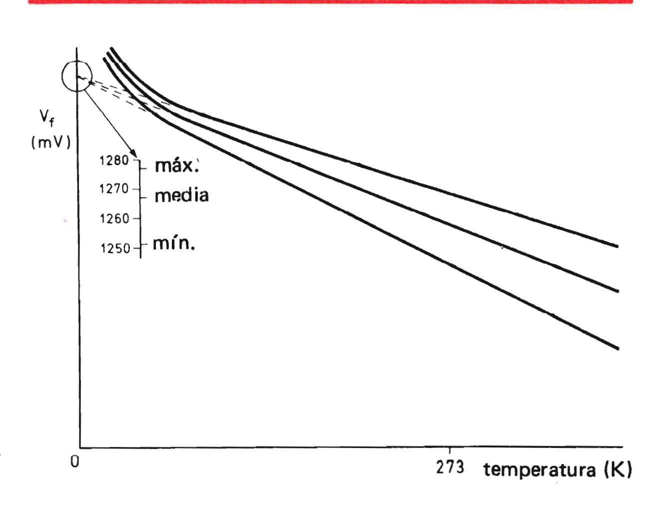


Figura A1.

Si T_j se mide a partir de V_F de la unión base-emisor, y T_{mb} se mide por medio de un termopar colocado adecuadamente, se puede calcular $\Delta T_{j\text{-}mb}$ y $P_{tot} = V_{CE} \times I_C$, ambas magnitudes se miden realmente.

Una disposición adecuada para detectar el aumento de $R_{th\ j\text{-}mb}$ asociado al aumento de concentración de la corriente se muestra en la figura A2.

Las funciones del dispositivo son las siguientes. La parte inferior del transistor está montada sobre un radiador enfriado por agua a una temperatura constante y se deja que su temperatura se estabilice. Al empezar el ciclo de medida, se aplica al dispositivo la corriente I_m que mide V_{BE} y se establece la ley $V_F = f(T)$ para el dispositivo, extrapolando a 0 K y a 1267 mV. A continuación se aplica una tensión V_{CB} constante y empieza la rampa del generador de corriente. Mientras transcurre el tiempo de la rampa, V_{BE} se comprueba continuamente (en el aparato ilustrado, el tiempo total de prueba es el 1% del de la rampa) y se obtiene $\Delta T_{j\text{-}mb}$. Se puede utilizar el aparato para dibujar el margen completo de las curvas $\Delta T_{j\text{-}mb} = f(I_C)$ con V_{CB} como parámetro. Después se puede procesar el gráfico para obtener la información de $R_{th\ j\text{-}mb}$ que se desea.

Apéndice II. Notas sobre disipadores de calor

Trayectoria del flujo de calor

El flujo generado en la pastilla semiconductora pasa al ambiente siguiendo diferentes trayectorias. La resistencia térmica de estas trayectorias debe ser suficientemente baja para asegurar que la temperatura de la unión del

dispositivo permanezca por debajo del límite de seguridad, $T_{j\ máx}$. Un transistor de potencia se debe montar normalmente sobre un disipador para eliminar el calor, y, en este caso la mayor parte del calor circulará desde la unión, a través del contacto a presión con la cápsula. Entonces, el calor se transfiere al ambiente en el disipador, por radiación y convección en el aire o por conducción con agua refrigerante. Las resistencias térmicas que se tienen en cuenta en este proceso se muestran en la figura A3. Puesto que en la mayoría de las aplicaciones se utiliza aire frío, el ambiente al que se refiere la figura A3 será el aire circundante. Si este es el aire dentro del gabinete del equipo, habrá que tener en cuenta entonces la resistencia térmica adicional entre el interior y el exterior del gabinete. La resistencia térmica $R_{th\ mb\text{-}a}$ se refiere a la trayectoria de pérdida directa de calor por la cápsula del dispositivo; y es normalmente despreciable comparada con la de la trayectoria a través del radiador.

Los elementos de la trayectoria de pérdida de calor se dan en las características de los manuales de transistores ($R_{th\ j\text{-}mb}$ y $R_{th\ mb\text{-}h}$), para los accesorios de montaje, tales como discos de mica ($R_{th\ mb\text{-}h}$) y para los radiadores ($R_{th\ h\text{-}a}$).

Magnitud de las resistencias térmicas

La tabla A1 da una lista de los valores típicos de $R_{th\ j\text{-}mb}$, $R_{th\ j\text{-}a}$ y $R_{th\ mb\text{-}h}$ para diferentes tipos de transistores. La resistencia de contacto, $R_{th\ mb\text{-}h}$, depende de lo plano que sea el contacto, de la limpieza y del

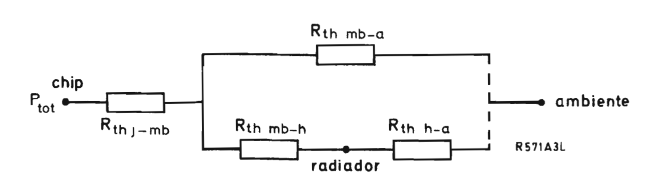


Figura A3.

Figura A2.

Tabla A1. Resistencias térmicas asociadas a diversos tipos de cápsula del transistor

tipo de cápsula		resistencia térmica (°C/W) $R_{th\ j\text{-}mb}$	$R_{th\ j\text{-}a}$	$R_{th\ mb\text{-}h}$
	SOT-9	4,5	–	0,5
TO3	SOT-3	1,0 to 5	45	0,5
TO126	SOT-32	6 to 10	100	1,0
TO220	SOT-78	2,1	–	1,5
	SOT-82	2,1	100	–

acabado de la cápsula y del radiador. Si se hacen orificios en los disipadores, se debe tener cuidado para evitar rasguños y rebabas. Las dos superficies deben mantenerse limpias. Un acabado con pintura de espesor normal, de hasta 50 μm, no añadirá apreciable resistencia a la resistencia térmica de contacto.

Ya que las superficies de la cápsula y del disipador nunca pueden ser perfectamente planas, el contacto se realizará sólo en tres puntos, y un pequeño espacio de aire en el resto del área de contacto. El empleo de una sustancia blanda para rellenar estos espacios hará que disminuya la resistencia térmica del contacto. Normalmente, los espacios de aire se rellenan de un compuesto especial. El más usual es grasa de silicona, que permanece prácticamente viscosa a las temperaturas de funcionamiento normal del transistor y tiene una elevada conductividad térmica. Los compuestos adecuados constan de grasa de silicona cargada con algún aislante, un buen conductor, tal como la alúmina. La tabla A2 da la resistencia térmica típica de contacto de diferentes tipos de cápsula y métodos de montaje.

Resistencia térmica del disipador

Tres tipos de disipadores son de uso corriente: placas lisas (incluyendo el chasis), radiadores moldeados con aletas y radiadores extrusionados con aletas. El material que normalmente se utiliza para la construcción del disipador es el aluminio, aunque puede utilizarse con ventaja el cobre para disipadores de placa lisa. Se utilizan a veces pequeñas grapas con aletas para mejorar la disipación de transistores de baja potencia.

Tabla A2. Resistencias térmicas asociadas a los métodos de montaje y a los accesorios

tipo de cápsula		$R_{th\ mb\text{-}h}$ (°C/W) por método de montaje: seco	con aislante de mica	engrasado	aislante de mica y grasa
	SOT-9	0,5	1,5	0,25	0,8
TO3	SOT-3	0,5	1,0	0,25	0,5
TO126	SOT-32	1,0	6	0,5	3,0
TO220	SOT-78	1,5	2,5	0,8	1,3
	SOT-82	–	–	0,42	2,0

La velocidad de pérdida de calor por un cuerpo en el aire libre viene dada aproximadamente por:

$$P = kT^n \qquad \text{(W)},$$

donde P es la velocidad de pérdida de calor, T es la diferencia de temperatura entre el cuerpo y el aire circundante y k y n son constantes. El valor de k depende del tamaño y forma del cuerpo, y n es en la práctica aproximadamente 1,25. Se deduce que la resistencia térmica, T/P de un disipador dependerá de la velocidad de pérdida de calor y se dan las características del disipador en función de la potencia. La expresión anterior es útil ya que permite determinar la resistencia térmica de los radiadores para potencias diferentes a las calculadas por el fabricante.

La velocidad con la que se pierde el calor en un disipador se puede aumentar, por creación de un efecto de "tiro" o con aire forzado. Normalmente el aumento obtenido por el "tiro" es pequeño.

Acabado del disipador

La resistencia térmica es función del acabado de la superficie. Una superficie pintada tendrá mayor emisión que una brillante no pintada. El efecto es más marcado con radiadores de placa plana, donde aproximadamente una tercera parte del calor se pierde por radiación. Es importante mencionar que el color de la pintura utilizada no es importante y que la resistencia térmica de un radiador de placa lisa pintado de blanco brillante será sólo un 3% mayor que la del mismo radiador pintado de negro, mate. El pintado es menos efectivo, aunque debe tenerse en cuenta, en radiadores con aletas ya que el calor radiado por la mayoría de las aletas pasará a las aletas adyacentes. El anodizado y el grabado disminuirán la resistividad térmica. Pinturas de tipo metálico tales como pintura de aluminio, tienen la menor radiación, aunque son diez veces mejores que un acabado metálico brillante de aluminio.

Disipadores de placa plana

El tipo de disipador más sencillo es una placa lisa de metal que se une al transistor. Tales disipadores se utili-

zan en la forma de placas separadas y como el mismo chasis del equipo. La resistencia térmica obtenida depende del espesor, área y altura de la placa, así como del acabado y de la potencia disipada. Una placa montada horizontalmente tendrá aproximadamente doble resistencia térmica que una placa vertical. Esto es importante cuando se utiliza el chasis del equipo como disipador.

En la figura A4 se ha representado la resistencia térmica de un radiador pintado de negro en función del área de la superficie (de una sola cara) con la disipación de potencia como parámetro. El gráfico es exacto dentro del 25% para placas prácticamente cuadradas, donde la relación de las longitudes de los lados es menor que 1,25:1.

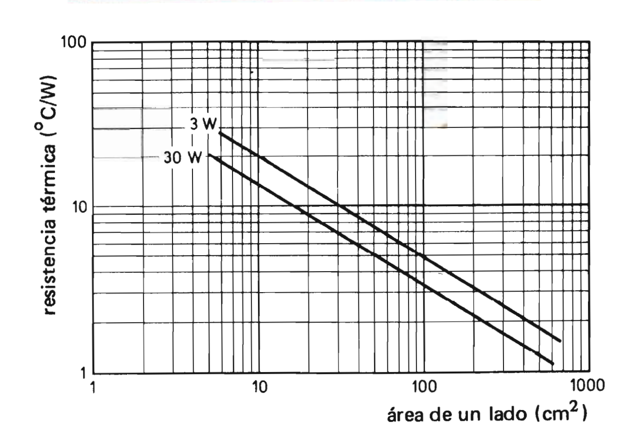


Figura A4. Características generales del disipador: plano, vertical, placas negras de aluminio, 3 mm de espesor, aproximadamente cuadrado.

Disipadores con aletas

Los disipadores con aletas pueden hacerse apilando placas lisas, aunque normalmente es más económico utilizar disipadores extrusionados o moldeados.

Ya que los disipadores con aletas de diseño óptimo y razonable están disponibles en el comercio, es posible compararlos respecto al volumen total que ocupan, figura A5. Esta comparación se hace en la figura A6 para disipadores con sus aletas montadas verticalmente. El gráfico también tiene una exactitud del 25%.

A continuación se da un nomograma para determinar el tamaño de los disipadores extrusionados o de placa lisa normalizados.

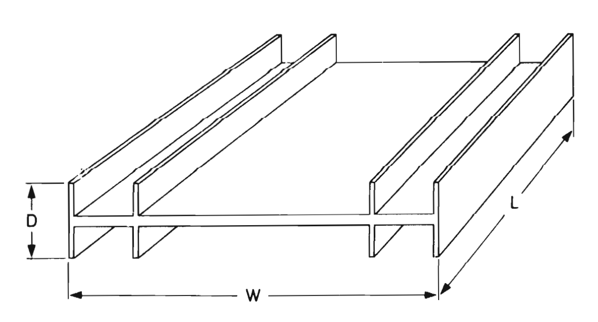


Figura A5.

Nomograma de diseño del disipador

Este nomograma está pensado para ser utilizado cuando la disipación de calor sea por convección libre. No debe utilizarse cuando se emplea aire forzado.

Se puede obtener el tipo y tamaño del radiador necesario a partir del nomograma del siguiente modo:

1. Se calcula la disipación en el peor caso. Para transistores de salida en un montaje de alta fidelidad en clase B está dada por:

$$P_{tot} = \frac{1{,}21\ V^2}{\pi^2\ (0{,}8\, R_L + R_E)},$$

donde V es la tensión de c.c. total en el transistor y en el resistor de emisor, R_L, es la resistencia de carga externa y R_E es el valor del resistor de emisor.

2. Se calcula el valor de $R_{th\ j\text{-}a}$. Este está dado por:

$$R_{th\ j\text{-}a} = \frac{T_j - T_{amb}}{P_{tot}},$$

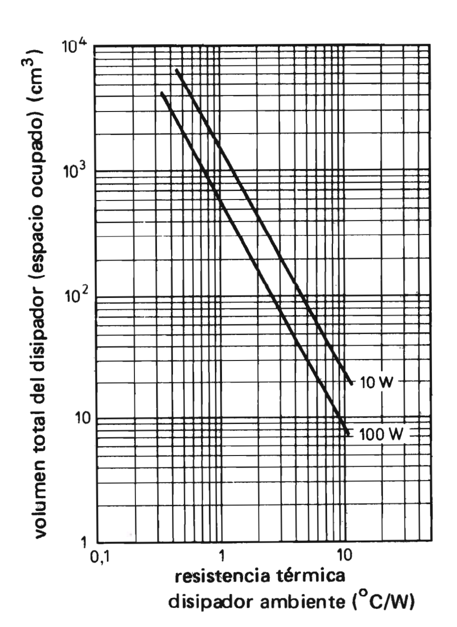


Figura A6. Características generales del disipador: disipadores con aletas de aluminio pintado de negro.

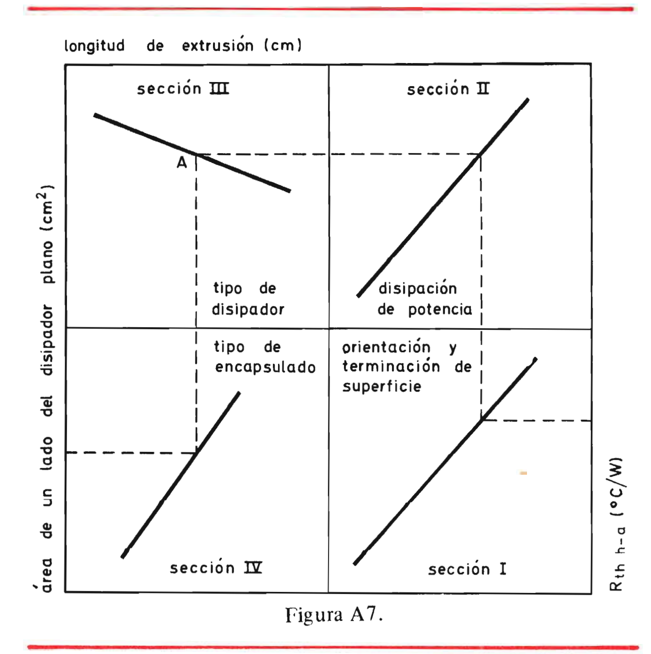


Figura A7.

donde T_j es la máxima temperatura de unión (véanse las características del transistor) y T_{amb} es la temperatura ambiente.

3. Se calcula el valor de $R_{th\ h\text{-}a}$. Para transistores de baja potencia que utilizan una aleta de montaje y un radiador:

$$R_{th\ h\text{-}a} = R_{th\ j\text{-}a} - (R_{th\ j\text{-}c} + R_{th\ c\text{-}h}).$$

Para transistores de salida de alta potencia:

$$R_{th\ h\text{-}a} = R_{th\ j\text{-}a} - (R_{th\ j\text{-}mb} + R_{th\ mb\text{-}h}).$$

Los valores de $R_{th\ j\text{-}c}$, $R_{th\ c\text{-}h}$, $R_{th\ j\text{-}mb}$ y $R_{th\ mb\text{-}h}$ se dan en los datos del transistor y de los accesorios.

4. Se entra al nomograma en la sección I con el valor R_{th} que se desea realizar (véase la figura A7). Se mueve horizontalmente este punto hacia la izquierda hasta alcanzar la curva de orientación y acabado de superficie apropiada.
5. Desplazar verticalmente hasta cortar a la curva apropiada de disipación de potencia (P_{tot}) en la sección II.
6. Desplazar horizontalmente hasta cortar a la curva de la sección III para el espesor deseado del radiador de lámina de aluminio o del tipo de extrusión.
7. Si se desea utilizar extrusión, desplazar verticalmente hacia arriba desde el punto A en la sección III hasta obtener la longitud.
8. Si se desea placa de aluminio, mover verticalmente hacia abajo desde el punto A hasta cortar la curva apropiada para el tipo de recubrimiento en la sección IV.
9. Desplazar horizontalmente hacia la izquierda hasta obtener el área del radiador.
10. Las dimensiones del radiador no deben exceder la relación 1,25:1.

Apendice III. Influencia de $\Delta T_{j\text{-}mb}$ en la resistencia de entrada del transistor

Considérese el caso de un transistor elemental que sólo tiene longitud, figura A8. Las longitudes de las regiones de emisor, base y colector se designan por δe, δb, δc, respectivamente. La densidad de corriente a través del transistor elemental se puede expresar como:

$$J = J_O \left(e^{\frac{qV_{BE}}{kT_j}} - 1\right), \qquad \text{(A1)}$$

donde J_0 es la corriente de saturación, que significa en este caso, la corriente circulante cuando $V_{BE} < 0$. De la ecuación (A1) se deduce que J aumenta con V_{BE} y disminuye con el aumento de temperatura. Además, J_0 también es dependiente de la temperatura, siendo:

$$J_O = 1{,}5 \times 10^{45} \times q \frac{D_n}{\int_0^{\delta b} p_p \cdot dx} T_j^{\beta} \cdot e^{\frac{-qV_g}{kT_j}} \quad (\text{A/m}^2) \qquad \text{(A2)}$$

Parte de la ecuación (A2) representa la densidad de electrones libres en el material intrínseco, n_i, de forma que:

$$n_i^2 = 1{,}5 \times 10^{45} \times T_j^{\beta} \cdot e^{\frac{-qV_g}{kT_j}}. \qquad (m^{-6})$$

La dependencia de la temperatura de la constante de difusión de la región tipo N puede despreciarse. Agrupan-

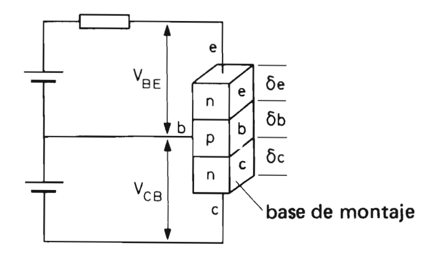
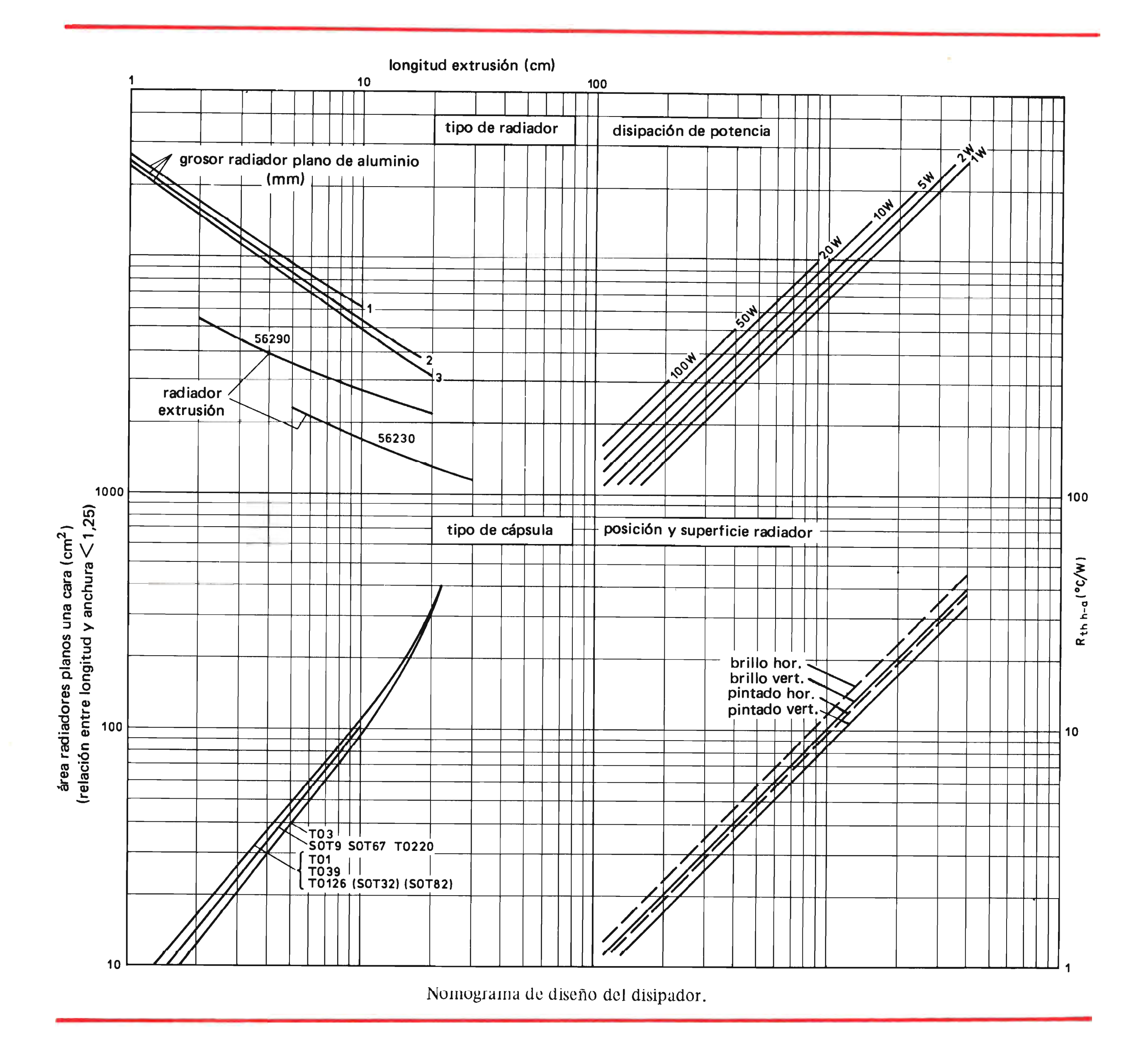


Figura A8.



Nomograma de diseño del disipador.

do los términos dependientes de la temperatura se obtiene:

$$J = C \cdot T_j \cdot e^{\frac{q(V_{BE} - V_g)}{kT_j}} \qquad \text{(A3)}$$

donde

$$C = 1{,}5 \times 10^{45} \times q \frac{D_n}{\int_0^{\delta b} p_p \cdot dx}, \ (\text{A/m}^2 \cdot \text{K}^\beta)$$

(β es una constante de difusión de un valor comprendido entre 2 y 3).

Se puede escribir de nuevo la ecuación (A3) para V_{BE}:

$$V_{BE} = V_g - \frac{kT_j}{q} \ln \frac{C \cdot T_j{}^\beta}{J} \qquad \text{(A4)}$$

De la ecuación (A4) se deduce que, mientras V_{BE} aumenta lentamente con el aumento de J, disminuye rápidamente al aumentar T_j. Para los valores de J normales, el numerador del logaritmo es siempre mayor que el denominador.

El valor de T_j es igual a la temperatura ambiente más

el producto de la potencia disipada en la unión, por la resistividad térmica específica, π, del material del transistor:

$$T_j = T_{mb} + J \cdot V_{CE} \cdot \delta e^{\kappa} \qquad \text{(A5}a\text{)}$$

o

$$T_j = T_{mb} + A \cdot J, \qquad \text{(A5}b\text{)}$$

donde $A = V_{CE} \cdot \delta e^{\kappa}$, es una constante.

Sustituyendo esta expresión de T_j en la ecuación (A4) se obtiene:

$$V_{BE} = V_g - \frac{k(T_{mb} + A \cdot J)}{q} \ln \frac{C \cdot A(T_{mb} + A \cdot J)^{\beta}}{J} \qquad \text{(A6)}$$

Si los valores V_{BE} de esta ecuación se representan en función de J, como en la figura A9, se observa que V_{BE} tiene un máximo bien definido.

De la ecuación (A5b) se deduce que:

$$\Delta T_{j\text{-}mb} = A \cdot J,$$

que es el aumento de temperatura debido a la disipación

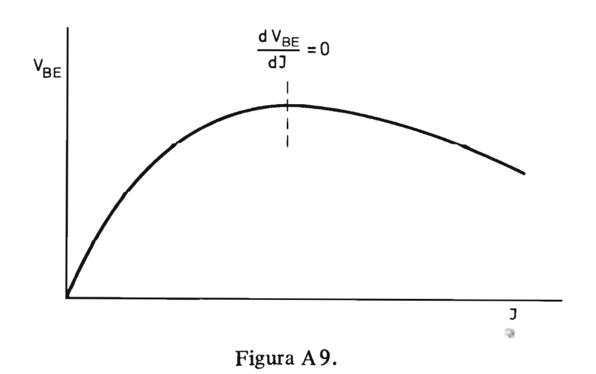


Figura A9.

valor medio de $T_{j\text{-}mb}$ en condiciones normales de funcionamiento ≈ 16 K

$\Delta T_{j\text{-}mb\ crit}$ (K)

T_{mb} = 400 K, 350 K, 300 K

20, 15, 10

10^{-4}, 10^{-3}, 10^{-2}, 10^{-1}, 1, J/C

margen de funcionamiento normal

Figura A10.

del dispositivo, que se puede obtener haciendo $dV_{BE}/dJ = 0$,

$$\Delta T_{j\text{-}mb} = \frac{T_{mb}}{\beta - 1 + \ln(C \cdot T_j{}^{\beta}/J)}, \qquad \text{(A7)}$$

$$= \Delta T_{j\text{-}mb}\ \text{crit},$$

la temperatura a la cual la resistencia de entrada del transistor se hace negativa y se produce el embalamiento. Se puede apreciar que $\Delta T_{j\text{-}mb\ crit}$ es proporcional a T_{mb} y crece al disminuir C/J.

Se dispone de toda la información necesaria para calcular $\Delta T_{j\text{-}mb\ crit}$ y la figura A10 muestra algunos valores para el silicio. Se puede apreciar que, dentro del margen de funcionamiento normal de los dispositivos de silicio, el valor medio de $\Delta T_{j\text{-}mb\ crit} \approx 16$ K.

DIODOS REGULADORES DE TENSION BZX87

En este artículo se dan las características de los diodos BZX87 así como sus datos mecánicos y eléctricos, poniendo de manifiesto las ventajas de este diodo sobre cualquier otro del mismo tipo normalmente disponible.

El manejo de potencia sólo es una de las numerosas características de este pequeño diodo; a continuación se dan algunas más:

– encapsulado de vidrio herméticamente cerrado;
– elevada inmunidad a impulsos parásitos;
– baja capacidad del diodo;
– baja corriente de fugas;
– baja impedancia dinámica;
– bajo precio en relación con valor límite de potencia/volumen.

Por supuesto, usted hallará algunas de estas características en otros diodos, pero sólo el BZX87 las tiene todas.

Debido a su tamaño, la disipación de este diodo planar de silicio es mayor que la de cualquier otro diodo del mismo tipo normalmente disponible. Se ha logrado esto utilizando la construcción sin patillas (fig. 1) junto con núcleos generosamente proporcionados y terminales de cobre puro.

El uso de un encapsulado de vidrio herméticamente cerrado asegura un funcionamiento satisfactorio en todas las condiciones ambientales. La especificación del circuito es mejor que la MIL-S-19500 de modo que es extremadamente útil para equipos militares así como para aplicaciones domésticas como TV, fuentes de alimentación, telefonía, dispositivos electrónicos del automóvil, etc.

La serie comprende 29 diodos diferentes que cubren el margen total normalizado de tensión, desde 5 V a 75 V (normalizado internacional E24).

La disipación de potencia permisible del diodo BZX87 es función del método de montaje, longitud de los terminales y temperatura ambiente. Estas magnitudes están

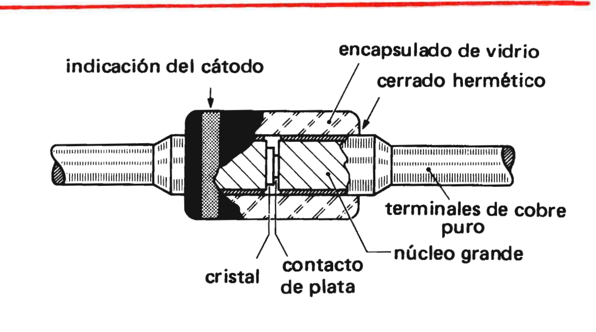


Figura 1. Construcción del BZX87.

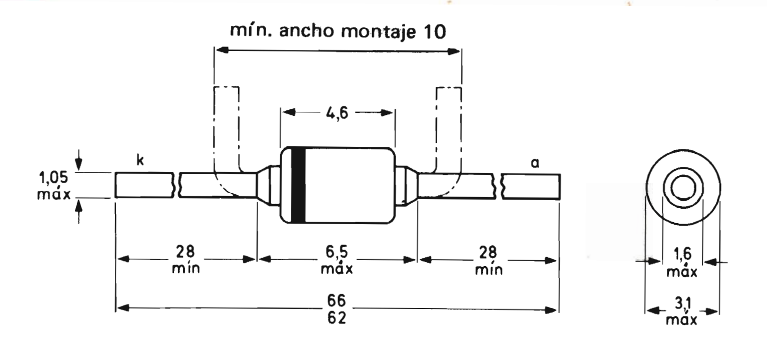
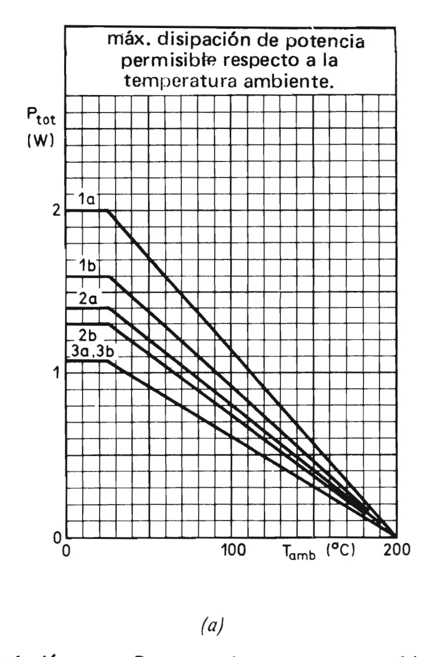


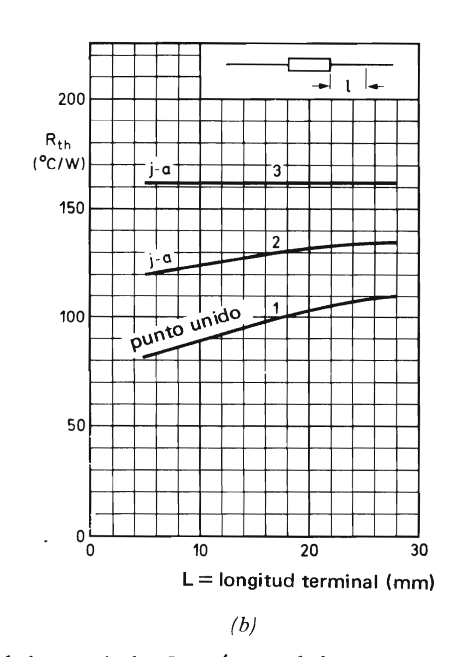
Figura 2. Dimensiones (en mm) del encapsulado SOD-51.

relacionadas tal como se muestra en la figura 3. El gráfico de la figura 3a muestra la extrapolación de $P_{tot\ máx}$ para temperaturas ambiente hasta 200°C para tres diferentes métodos de montaje y dos longitudes de los terminales (10 mm y máxima). La figura 3b muestra el efecto de la longitud del terminal en la resistencia térmica para los tres mismos métodos de montaje. Un ejemplo enseñará la forma de utilizar los gráficos. ¿Cuál es $P_{tot\ máx}$ a T_{amb} = 50°C para un diodo montado sobre puntos unidos y con terminales de 14 mm de largo? A partir de la figura 3b, R_{th} = 95°C/W. De los datos, $T_{j\ máx}$ = 200°C, por tanto $T_{j\text{-}a\ máx}$ = 200 – 50 = 150°C. Así, $P_{tot\ máx}$ = 150/95 = 1,58 W. Reduciendo la longitud de los terminales a 10 mm, $P_{tot\ máx}$ a T_{amb} = 50°C aumenta a 1,7 como se muestra en la figura 3a.

Resumen de características

Margen de tensión de trabajo	$V_{Z\ nom}$ = 5,1 a 75 V
Tolerancia de la tensión de trabajo (E24)	= ±5%
Disipación total de potencia	$P_{tot\ máx}$ = 2,0 W
Temperatura de unión	$T_{j\ máx}$ = 200°C





(a) (b)

Figura 3. Relación entre $P_{tot\ máx}$, la temperatura ambiente y las longitudes de los terminales. Los números de las curvas se refieren a los métodos de montaje: 1 a puntos unidos; 2 a puntos de soldadura; 3 en una placa de circuito impreso. En la figura 3a, las curvas 1a, 2a y 3a son para una longitud de los terminales de 10 mm; las curvas 1b, 2b y 3b son para la máxima longitud de patilla.

SISTEMA ELECTRONICO WARD - LEONARD

Se describen dos sistemas de control de velocidad reversibles para motores de c.c. con frenado regenerativo. Uno de ellos utiliza un puente rectificador doble trifásico de tiristores, en tanto que el otro emplea un puente rectificador sencillo trifásico e inversión del campo inductor y reducción del mismo mediante tiristores. Se dan detalles de montajes prácticos basados en dichos principios.

Ambos sistemas utilizan módulos de las series 60 y 61 con un mínimo de componentes adicionales. Se incluyen instrucciones para la puesta en servicio, y los resultados de las pruebas obtenidos con un motor de 25 CV ilustran el funcionamiento previsto de ambos sistemas.

El desarrollo completo del tema se ha dividido en tres partes; en la parte I se dan los principios fundamentales del control de motores de c.c. y en las dos partes sucesivas se describirá cada uno de los sistemas indicados.

1. INTRODUCCION

Hay muchas maneras de controlar motores eléctricos con dispositivos de estado sólido, cada una de ellas con características propias. El ingeniero mecánico necesita diferentes sistemas que se pueden satisfacer con dichas técnicas. Este artículo describe dos sistemas electrónicos que proporcionan un medio para controlar exactamente la velocidad de un motor de c.c. de excitación en paralelo dentro de un 0,2% sobre una amplia gama de velocidades de trabajo, con frenado regenerativo y control total de la corriente. El sistema de puente doble tiene una respuesta rápida a señales de variación de velocidad (limitada solamente por la inercia del motor y la carga y la potencia útil) y se puede comparar con un servomecanismo de elevada potencia (> 200 kW). La elevada autoinducción del campo hace que el sistema de inversión de campo sea algo más lento (aproximadamente un segundo) cuando es necesaria la inversión del campo. Se puede controlar la velocidad del motor hasta una velocidad de una revolución por minuto con buena regulación, y es posible conseguir una zona muerta pequeña. El diseño incluye un circuito lógico que vigila las alimentaciones internas de baja tensión y controla la conmutación de puesta en servicio/desconexión de red.

El empleo de módulos de las series 60 y 61 proporciona facilidad de construcción y servicio, con lo cual se consigue un bajo coste del conjunto. El sistema de puente doble requiere tres tipos de placas de circuito impreso: dos para el circuito controlador y una para los

tres circuitos disparadores idénticos, lo que determina un total de cinco placas para un sistema trifásico. El sistema de inversión de campo requiere dos placas de circuito impreso adicionales, una para el circuito disparador de inversión del campo y una para el circuito de reducción del campo, lo que resulta en un total de siete placas para un sistema trifásico.

2. SISTEMAS PARA EL CONTROL DE MOTORES DE C.C.

2.1. Reguladores de velocidad

2.1.1. Diferentes tipos de características

La mayoría de los motores industriales son del tipo de inducción porque su funcionamiento es seguro y su coste bajo. Sin embargo, se trata de una máquina de velocidad constante. Cuando es necesario controlar la velocidad, normalmente se utilizan sistemas mecánicos ya que resulta difícil controlar eléctricamente la velocidad de un motor de inducción. Por consiguiente, se tienen que emplear otros medios para controlar la velocidad del eje del motor.

La salida de un motor de velocidad variable puede expresarse en función de las características mecánicas en el eje del motor. El tipo de característica velocidad/par motor necesario para la transmisión de potencia a través de un eje depende de la aplicación y se representa mejor en un gráfico de velocidad/par motor de cuatro cuadrantes, como el que se muestra en la figura 1. Se puede realizar una gama completa de características, pero esencialmente las características prácticas son cuatro:

a) control de velocidad suave;
b) control de velocidad constante;
c) control de par motor constante;
d) potencia de salida constante.

Las tres últimas características son de particular interés. Es de vital importancia para el diseño del control, conocer si la zona de funcionamiento se extiende a otro cuadrante, es decir, si existe inversión del sentido de giro del eje o del par.

La característica de velocidad constante (b) se representa con una línea recta horizontal que indica que la velocidad no varía con un incremento de la carga. Sin embargo, puede ser necesario cambiar el valor establecido de velocidad.

Si se aplica al motor un par excitador (es decir, un par motor negativo), se puede utilizar un sistema regenerativo para devolver potencia a la fuente de alimentación para mantener la velocidad constante u obtener un par de frenado. Este tipo de control proporciona normalmente un límite de par máximo para evitar que la corriente del inducido del motor sobrepase su máximo calculado.

La característica de par constante se representa con una línea vertical que indica que el par no cambia al variar la velocidad. Si se produce una inversión del sentido de giro del eje, se necesita también un sistema regenerativo.

La característica de potencia de salida constante se obtiene mediante el producto del par por la velocidad, lo cual da una potencia de salida constante en el eje independientemente de la velocidad o del par de carga.

Hay muchos ejemplos de procesos donde son necesarias las diversas características, donde la complejidad y, por tanto, el coste dependerán de la necesidad de mantener constante una determinada característica. Los motores de velocidad constante son particularmente útiles en el control de máquinas-herramientas, sistemas transportadores y tracciones múltiples. Los motores de par constante y de potencia de salida constante se emplean, por ejemplo, en devanadoras.

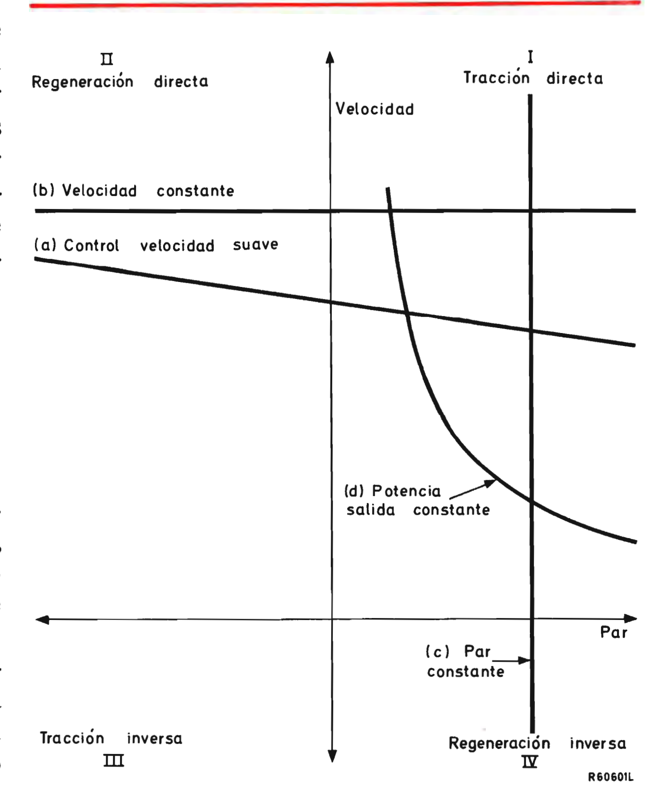


Figura 1. Características velocidad/par motor en cuatro cuadrantes para controles de velocidad variable.

2.1.2. Elección del sistema práctico

Un control práctico adecuado para procesos industriales tiene que ser capaz de presentar alguna de las citadas características. La velocidad y el par motor de un motor de c.c., se deben poder controlar fácilmente y se debe poder emplear también el mismo tipo de motor para el frenado regenerativo hacia la fuente de alimentación.

Las siguientes ecuaciones de un motor de excitación separada de c.c. indican la relación entre el par motor y la velocidad para una máquina ideal.

$$N = \frac{V_{BE}K_1}{\Phi}; \qquad (1)$$

$$T = I_{A}(\mathrm{AV})\Phi K_2; \qquad (2)$$

$$NT = V_{BE}I_{A}(\mathrm{AV})K_1K_2; \qquad (3)$$

$$W = \frac{2\pi NT}{60000}(\mathrm{kW}), \qquad (4)$$

donde N es la velocidad del eje (r.p.m.), V_{BE} es la fuerza contraelectromotriz (V), Φ es el flujo del campo total (Wb), T es el par del motor desarrollado (Nm), $I_{A(AV)}$ es la corriente media del inducido (A), W es la potencia de salida (kW) y K_1, K_2 son constantes.

Dichas ecuaciones indican que si se ha de controlar la velocidad o el par motor, para conseguirlo se puede variar la alimentación del inducido, manteniendo constante la alimentación del campo y, por consiguiente, Φ. La variación del flujo del campo cambiará la velocidad y el par motor en sentidos opuestos, manteniendo aproximadamente constante la potencia de salida. Se pueden utilizar tiristores para alimentar el inducido con una tensión continua variable obtenida de la red de c.a. El flujo del campo se puede variar de una manera similar.

La potencia de salida en el eje depende totalmente de la velocidad y del par motor disponible en el motor (como se indica en la ecuación (4)). Esto no se aprecia siempre cuando se elige una característica de sistema de control práctica. Si, por ejemplo, un motor gira continuamente a su velocidad máxima y absorbe la corriente media de inducido máxima (y por tanto par máximo), una reducción de la velocidad reduciría proporcionalmente la potencia de salida útil en el eje. Por ejemplo, para una potencia en el eje de 15 kW a 300 r.p.m., puede ser necesario un motor de 75 kW a 1500 r.p.m. Se debe tener también en cuenta la necesidad de una refrigeración efectiva del motor funcionando a baja velocidad.

En sistemas de potencia de salida constante, se puede determinar el tamaño del bastidor del motor por el par máximo que desarrolla a la velocidad mínima necesaria (potencia de salida = par motor × velocidad). Para que un motor reproduzca la misma potencia de salida a la máxima velocidad necesitará un bastidor de menor tamaño.

En una aproximación de primer orden, se puede decir que el par motor necesario determina el producto de la sección transversal (D_a^2) del inducido y la longitud (L_c) de un conductor del inducido y, por consiguiente, el tamaño del bastidor del motor. En consecuencia, si es necesario un incremento del par motor, se debe aumentar el tamaño del bastidor. En los sistemas de reducción del campo inductor debe poderse regular el campo inductor del motor, es decir, se debe poder tolerar una velocidad más elevada que la velocidad nominal y el colector debe ser adecuado para ello. El par motor máximo viene determinado por la corriente máxima de inducción que puede ser permitida en los devanados y en el colector del motor. La reducción del campo inductor, como se aprecia en las ecuaciones (1) y (2), se puede emplear para incrementar la velocidad máxima, pero da como resultado una reducción del par motor máximo útil.

Los puentes de tiristores proveen una fuente de c.c. variable a partir de una fuente monofásica o trifásica mediante rectificación controlada. Para permitir que el motor de c.c. de lugar a una regeneración hacia la fuente de c.a. para frenar, el inducido o la fuente del campo se deben invertir respecto el sentido requerido para obtener potencia u otro puente conectado en paralelo pero invertido a través del motor. La inversión del campo o del inducido puede efectuarse por medio de un conmutador electromecánico; debe tenerse en cuenta el ciclo de trabajo y el tiempo de respuesta.

La elección de control dependerá de la característica que se desee, de la exactitud, la economía y el ciclo de trabajo.

2.2. Frenado regenerativo de motores de c.c.

Cuando se aplica frenado a un motor, la energía mecánica del motor y su carga se disipa generalmente en forma de calor. Por ejemplo, con frenado mecánico, una zapata de freno proporciona una carga adicional al motor y la energía se disipa directamente en forma de calor. Un método eléctrico, denominado frenado dinámico consiste en conectar el motor como generador durante el frenado para disipar la energía en forma de calor en una resistencia externa. Sin embargo, con el frenado regenerativo la energía es devuelta a la fuente de alimentación. El frenado regenerativo se utiliza prin-

cipalmente en sistemas de control de potencia elevada donde el ahorro de energía es considerable, o en sistemas más pequeños donde es necesaria una respuesta de frenado exacta y rápida. Si bien las exigencias del diseño determinarán inevitablemente el tipo de frenado que es necesario, el coste adicional de un sistema regenerativo no es elevado teniendo en consideración los costes totales del sistema.

2.2.1. Principios del frenado regenerativo

Si se deja que la fuerza contraelectromotriz generada de un motor de c.c. obligue al retorno de corriente a la fuente en contra de la tensión de alimentación, se transfiere energía desde el motor y la carga a la fuente de alimentación. La energía total del motor (excluidas las pérdidas) es devuelta a la alimentación y con ello se efectúa un frenado. Un ejemplo clásico de un sistema regenerativo es el sistema Ward-Leonard empleado para el control de ascensores, donde la energía suministrada durante la elevación es devuelta por regeneración a la fuente durante el descenso.

2.2.2. Regeneración con alimentación de c.c.

La forma más simple de regeneración se obtiene cuando se conecta un motor de c.c. a una fuente de c.c., como se indica en la figura 2. Cuando la tensión de alimentación es mayor que la fuerza contraelectromotriz del motor, se toma energía de la fuente para accionar el motor. Si la fuerza contraelectromotriz aumenta por encima de la tensión de alimentación (aplicando para ello un par motor externo que proviene de una carga que hace que el motor actúe como un generador), se devuelve energía desde el motor a la fuente de c.c.

Si la alimentación de c.c. se obtiene rectificando la red trifásica, se debe proporcionar un medio para transferir la energía por regeneración a través del sistema rectificador. En este caso, el método de regeneración requerirá la conversión de la corriente continua procedente del motor en corriente alterna sincronizada con la alimentación de la red trifásica.

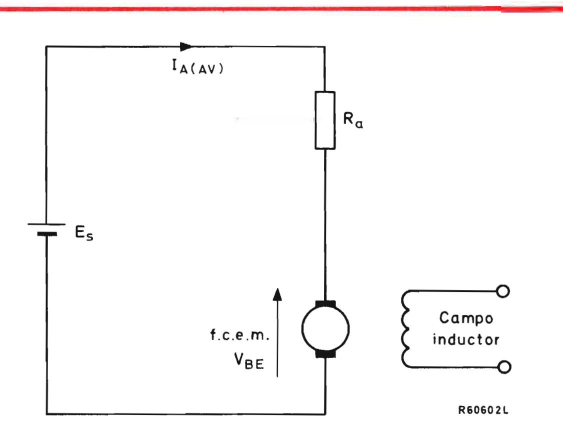


Figura 2. Motor de c.c. de excitación separada, conectado a una alimentación de c.c.

2.2.3. Accionamiento y regeneración a partir de la red trifásica

En la figura 1 se han ilustrado los cuatro cuadrantes posibles de funcionamiento de accionamiento y regeneración para varios sistemas de tracción. De ella se deduce lo siguiente: el accionamiento directo y la regeneración inversa, por ejemplo, para un control de elevación, requiere siempre un par positivo. Ya que el par depende directamente de la corriente de inducido, solamente se necesitaría un puente de tiristores completamente controlado, puesto que la corriente del inducido no se tiene que invertir. No obstante, cuando no hay carga para hacer bajar el cuadernal, debe circular una corriente opuesta a través del inducido (o bobinas inductoras) para conseguir la tracción inversa. Para la propulsión de vehículos se requiere frenado en la misma dirección, lo cual implica la misma inversión de corriente. Ya que un puente de tiristores es básicamente un rectificador, no permite la inversión de corriente. Por lo tanto, la inversión del par se tiene que realizar de otra manera.

Resumiendo, los dos métodos básicos para invertir el par de un motor de c.c. son:

- inversión de la corriente de inducido (se describe más adelante);
- inversión de la corriente inductora (descrita en otro apartado).

En las figuras 3, 4 y 5 se muestran tres de los circuitos más corrientemente utilizados, que utilizan puentes trifásicos totalmente controlados e inversión de la corriente del inducido.

En la figura 3 se muestra el circuito más sencillo, pero no es un sistema completamente electrónico puesto que emplea un contactor inversor. Para alargar la vida del contactor conmutador, debe ser accionado solamente en condiciones de corriente nula.

El circuito de la figura 4 muestra un método electrónico para invertir la corriente del inducido utilizando para ello cuatro tiristores adicionales en lugar del contactor. Se prefiere el circuito de la figura 5, ya que cada

tiristor del puente de inversión debe ser capaz de conducir continuamente la corriente total del motor, la cual, en el puente trifásico, se distribuye sobre tres tiristores. Ello es debido a que los seis tiristores del puente trifásico adicional son más baratos que los cuatro tiristores del puente de inversión (régimen de trabajo seis veces $I_M/3$ contra régimen de trabajo cuatro veces I_m). Suponiendo un campo constante, el puente *A* es para la tracción y el puente *B* para el frenado, por ejemplo en el sentido de las agujas del reloj, mientras que, en sentido contrario el puente B es para la tracción y el A para el frenado.

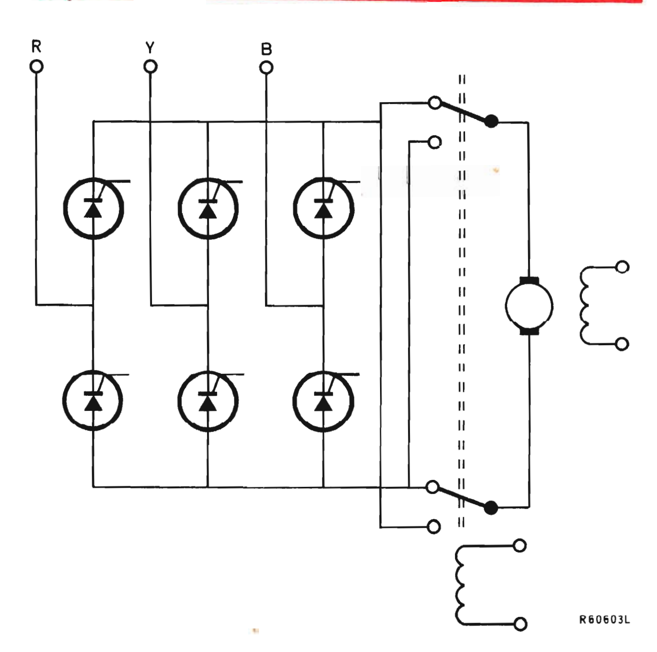


Figura 3. Puente trifásico con contactor de inversión

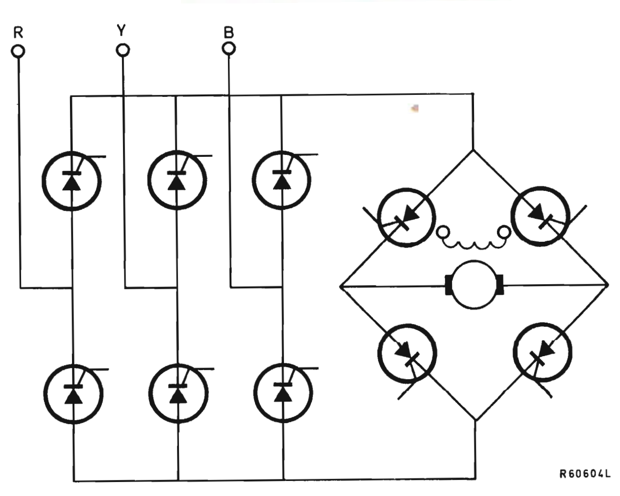


Figura 4. Puente trifásico con puente inversor.

El sistema de puente doble se puede hacer funcionar con corriente en ambos puentes (método de corriente circulante), conmutando con corriente nula para evitar el cortocircuito de la red a través de los dos puentes. En los siguientes apartados se describe un circuito disparador de tiristores trifásico para conmutar los puentes de corriente nula, junto con los circuitos de error de velo-

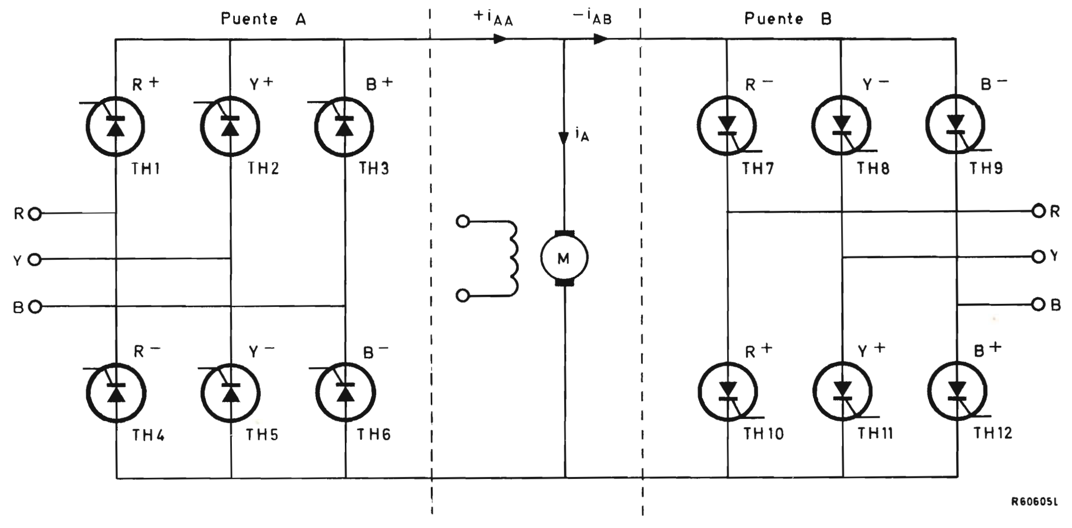


Figura 5. Circuito trifásico con dos puentes en antiparalelo (circuito de doble puente).

cidad y de conmutación lógica para el circuito disparador.

Se pueden emplear circuitos de control similares a los de las figuras 3, 4 y 5 para el control de la inversión del campo, con un puente monofásico que sustituye a los circuitos trifásicos. En este modo de control se debe tener en cuenta la elevada constante de tiempo de la inversión de la corriente de inducido (hasta un segundo) a no ser que se utilice control regenerativo de campo con la posibilidad de forzar el campo.

Control de motor de c.c. de cuatro cuadrantes con un puente de tiristores doble

Como los dos puentes nunca se activan a la vez, el puente que no está activado no existe desde el punto de vista electrónico, así es que, en cada caso de la figura 6 sólo se da uno de los puentes de la figura 5.

Como puede apreciarse en la figura 6, la conexión entre puente y motor indica si es puente A o B. La figura 6 muestra los puentes en combinación con un generador de red conectado en triángulo en el que se representa un diagrama vectorial. Este diagrama vectorial sigue la fase indicada por una flecha en las formas de onda de tensión de la red entre fases a la derecha del diagrama.

En los diagramas vectoriales se dan también los vectores R, B e Y de la tensión de cada fase en estrella. Estos señalan los puntos de interconexión R, B e Y de los devanados del generador de red conectados en triángulo a los que están conectadas las líneas de red R, B e Y. Los seis tiristores del puente real están conectados por pares a cada una de dichas líneas de la red y se indican con las mismas letras R, B e Y, seguidas de un signo más para un tiristor que conduce una corriente que circula desde dicha línea a la carga y de un signo menos para un tiristor que conduce una corriente que circula desde la carga a la línea. En consecuencia, para el caso 0, con tiristores activados y sin fuerza contraelectromotriz, puede circular corriente desde el punto B a través del tiristor B^+, la carga y R^-, hasta el punto R, o desde el punto B a través de B^+, la carga e Y^-, hasta el punto Y, o desde el punto R a través de R^+, la carga e Y^-, hasta el punto Y.

En los diagramas de formas de onda de tensión de red entre fases, se puede hallar el tiempo durante el que circula corriente desde los puntos R a Y, de Y a B y de B a R, o viceversa, proyectando la línea gruesa continua en las formas de onda R-Y, Y-B y B-R sobre la abcisa. En cada caso se dan los dos tiristores que conducen entonces. Puesto que los tiristores conectan el motor y de este modo la fuerza contraelectromotriz (V_{BE}) en polaridad directa o invertida, se indican las dos polaridades de V_{BE}.

El diagrama superior de los dos diagramas de formas de onda que se dan a la derecha del diagrama de forma de onda de la red, indica las tensiones entre fases "rectificadas" con la rectificación V_{BE}. De hecho, el motor se conecta solamente a la red durante parte de una fase, como indican las líneas continuas gruesas. Tales líneas representan la tensión rectificada v_{MT} a través de los terminales del motor. La forma de onda inferior indica la corriente de inducido (i_A).

La serie de casos 1 a 13 se da para un motor en vacío. La tracción se produce cuando aumenta la magnitud de V_{BE}. El frenado se produce cuando disminuye $|V_{BE}|$. El hecho de que $|V_{BE}|$ no llegue a $|v_{MT}|$ en el momento del disparo indica que el motor tiene pequeñas pérdidas externas (que dan impulsos de corriente pequeños). A efectos de simplicidad, no se tienen en consideración las pérdidas óhmicas del inducido.

Para un incremento o disminución de $|V_{BE}|$ (tracción o frenado respectivamente), los tiristores dispuestos entre dos líneas de la red R, Y o Y, B o B, R han de ser cebados con ángulos de desfase en los que $|V_{R\text{-}Y}|$, $|V_{Y\text{-}B}|$ o $|V_{B\text{-}R}|$ son algo mayores o menores respectivamente que $|V_{BE}|$. La diferencia entre $|V_{R\text{-}Y}|$ y $|V_{BE}|$ no debe ser demasiado elevada en el momento del disparo y se debe hacer descender desde este momento para evitar una corriente de inducido muy elevada (limitada tan sólo por la autoinducción del inducido) que, en caso contrario, fundiría los dispositivos de limitación de corriente (disyuntores o fusibles).

Para un par de tiristores que se ceban, las partes continuas gruesas de la forma de onda y V_{BE} en combinación con las líneas verticales desde el punto de inicio de la conducción y el punto de extinción de uno de los dos tiristores hasta la línea de V_{BE} comprende dos triángulos. Si la extinción no se produce mediante el cebado de otro tiristor, las áreas de los dos triángulos son iguales (despreciando la resistencia del inducido) debido a la autoinducción del inducido del motor, por ejemplo, $(V_{R\text{-}Y} - V_{BE})t_1 = (V_{BE} - V_{R\text{-}Y})t_2$. La corriente se reduce a cero antes de que se inicie el siguiente impulso de corriente. Esto se denomina condición de corriente discontinua. Como resultado, la corriente del inducido no se incrementa incluso si no se alcanza la velocidad de giro ($= CV_{BE}$) correspondiente (ver por ejemplo el caso 1).

Sin embargo, si la extinción de uno de los dos tiristores que conducen es producida mediante la activación de otro tiristor, el área del primer triángulo es generalmente mayor que el del segundo. Esto se denomina condición de corriente continua. Incluso si se alcanza la velocidad de giro correspondiente, pero no lo bastante rápido, la corriente del inducido se incrementa temporalmente durante un par de ciclos (véase por ejemplo, el

caso 3, desde $\alpha = 30^\circ$ hasta 210°). Sin embargo, si no se alcanza la velocidad de giro correspondiente debido a una fuerte carga mecánica, la corriente media del inducido $I_{A(AV)}$ seguirá elevándose hasta alcanzar un valor en el que el par obliga a que se obtenga la velocidad de giro, mientras que la corriente del inducido no esté limitada por fusibles o el control de la misma. La adaptación a la velocidad correspondiente significa que V_{BE} se acerca más a la tensión de red en el punto de cebado. En consecuencia, las dos áreas del triángulo resultan iguales, de manera que $I_{A(AV)}$ no se eleva más o, si es necesaria una fuerza de aceleración, la segunda área se hace más larga que la primera, de manera que $I_{A(AV)}$ disminuye.

Los tiristores son disparados repetidamente durante su tiempo total de conducción. Esto es debido a que el primer impulso de disparo no produce siempre su conducción, como se puede ver en el caso 4 en el que el primer impulso de disparo (flecha) y su cebado (asterisco) no coinciden (tensión de polaridad incorrecta a través del tiristor durante el primer impulso disparador).

Una manera de controlar el puente de modo que no se produzcan corrientes peligrosas es dejar que conduzcan solamente dos tiristores a un mismo tiempo. Esto significa que cuando un tiristor empieza a conducir (asterisco), debe descebarse uno de los tiristores que conducían anteriormente. En la condición de corriente continua, esto solamente se puede asegurar, polarizando inversamente el tiristor que debe descebarse por la conducción del tiristor recién disparado. Tómese, por ejemplo, el diagrama de forma de onda de tensión de red entre fases del caso 5 con $\alpha = 210^\circ$, en el que el punto Y^- debe descebarse, disparando para ello B^-. Supóngase que se ceba B^- de manera que Y^- y B^- conducen. Ya que Y^- y B^- están en serie a través de la fase Y-B, no puede circular corriente debido a esta tensión. Puesto que R^+ sigue conduciendo, sólo puede circular corriente en la red a través de Y^- o B^- o R^+, es decir, si $|V_{BE}| > |V_{R\text{-}Y}|$ o $|V_{BE}| > |V_{B\text{-}R}|$. Con $\alpha = 210^\circ$, esto es solamente el caso cuando $|V_{BE}| > |V_{B\text{-}R}|$, de manera que R^+ y B^- conducen. Puesto que B^- conduce, $V_{Y\text{-}B}$ es a través de Y^- que con $\alpha = 210^\circ$, es todavía positivo y esto determina el descebado de Y^-. Sin embargo, si se produjera el disparo con $\alpha > 240^\circ$ ($\alpha > 180^\circ$ para disparo de R^+ en la fase R-Y), $V_{Y\text{-}B}$ habría sido negativo, de manera que Y^- seguiría conduciendo juntamente con R^+ y más tarde se producirían corrientes peligrosas en la fase Y-R (la tensión de la fase se suma a V_{BE}). En consecuencia, permitiendo desplazamientos de fase no intencionados, la conducción de R^+ en la fase R-Y no se aproximaría más que a 20° con $\alpha = 180^\circ$.

La secuencia ilustrada en la figura 6 muestra saltos discretos de 30° en el ángulo de disparo. En la práctica, la transición a través de todos los ángulos intermedios es suave. Una realimentación de limitación de corriente, determina muy a menudo el régimen con que se debe cambiar.

Como ya se ha explicado, la secuencia indicada en la figura 6, se aplica a un motor en vacío. También se aplica al control de, por ejemplo, un motor de tracción. En este caso, la diferencia entre V_{BE} y la tensión de línea en el momento del disparo permanecerá mayor durante un período más largo. En los casos 1 a 4 el motor acelera, en los casos 5 a 6 está frenando en la misma dirección, en los casos 7 a 10 acelera en dirección opuesta y en los casos 11 a 12 frena en dirección opuesta.

Para control de elevación, los casos 1 a 4 indican elevación acelerada y los casos 4 a 1 (de derecha a izquierda) elevación desacelerada. En los casos 12 a 11 se muestra descenso acelerado de la carga (frenado regenerativo y en los casos 11 a 12 descenso descelerado). Para descenso acelerado del cuadernal (tracción) la secuencia corresponde a los casos 7 a 10, después del cual el motor se puede parar a través de los casos 11 a 12.

En la figura 6 se puede apreciar a que nivel de V_{BE} empieza la condición de corriente continua. Las dos áreas de triángulo deben entonces ser iguales. Puesto que $I_{A(AV)}$ se elevaría infinitamente si el primer triángulo permaneciese ligeramente mayor que el segundo, la tensión media de salida rectificada $V_{A(AV)}$ del puente no necesita incrementarse más que lo necesario para obtener cualquier par elevado. Así, para una carga puramente inductiva, $V_{A(AV)}$ se igualará con V_{BE} después de que el motor se haya estabilizado.

La figura 7 muestra en ordenadas los niveles de $V_{A(AV)}$ normalizados en función de α en abcisas para el puente A. La línea de trazos se obtiene accionando en sentido inverso el motor y representa la tensión media del puente con la que se suministra corriente a la red.

Para un devanado del inducido puramente resistivo, la salida media del puente con, por ejemplo, $\alpha = 90^\circ$, no es nula porque no hay campo inductivo que determine el que los tiristores conduzcan después de que la fase ha pasado a ser negativa. En lugar de ello, se obtendrá una tensión positiva media. Una impedancia compleja da una tensión intermedia. Es evidente que en el caso puramente resistivo, el motor funcionará en la condición de corriente discontinua desde $\alpha > 60^\circ$ hasta $\alpha = 120^\circ$ que, para una impedancia compleja, será según el caso desde $60^\circ < \alpha < 90^\circ$ hasta $\alpha = 120^\circ$

La figura 8a muestra el diagrama de control de cuatro cuadrantes del sistema para una carga puramente inductiva. Las líneas inclinadas indican la condición de corriente discontinua. Las líneas horizontales indican la condición de corriente continua. Los puntos en que las líneas inclinadas llegan a horizontales pueden ser interpretados

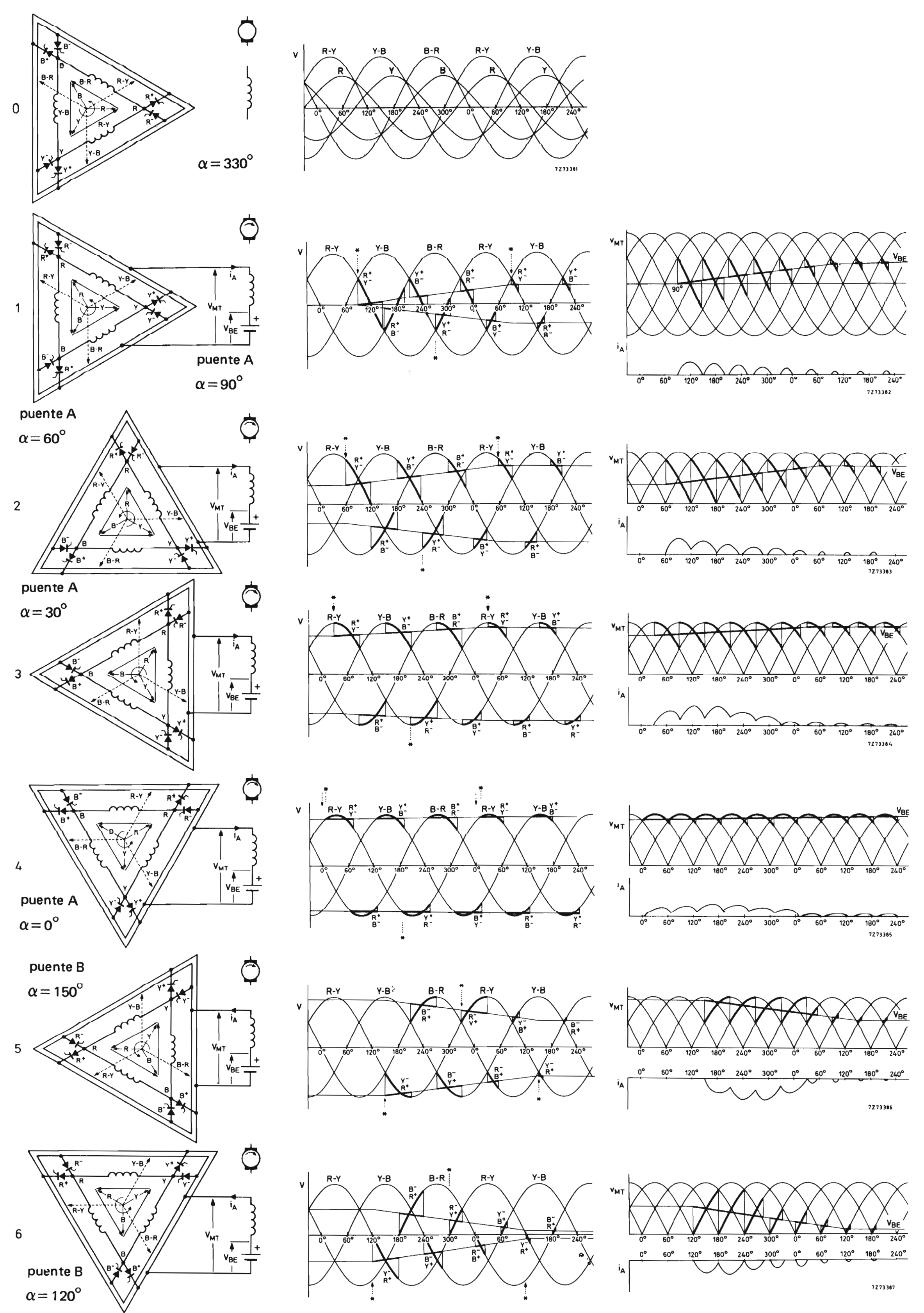
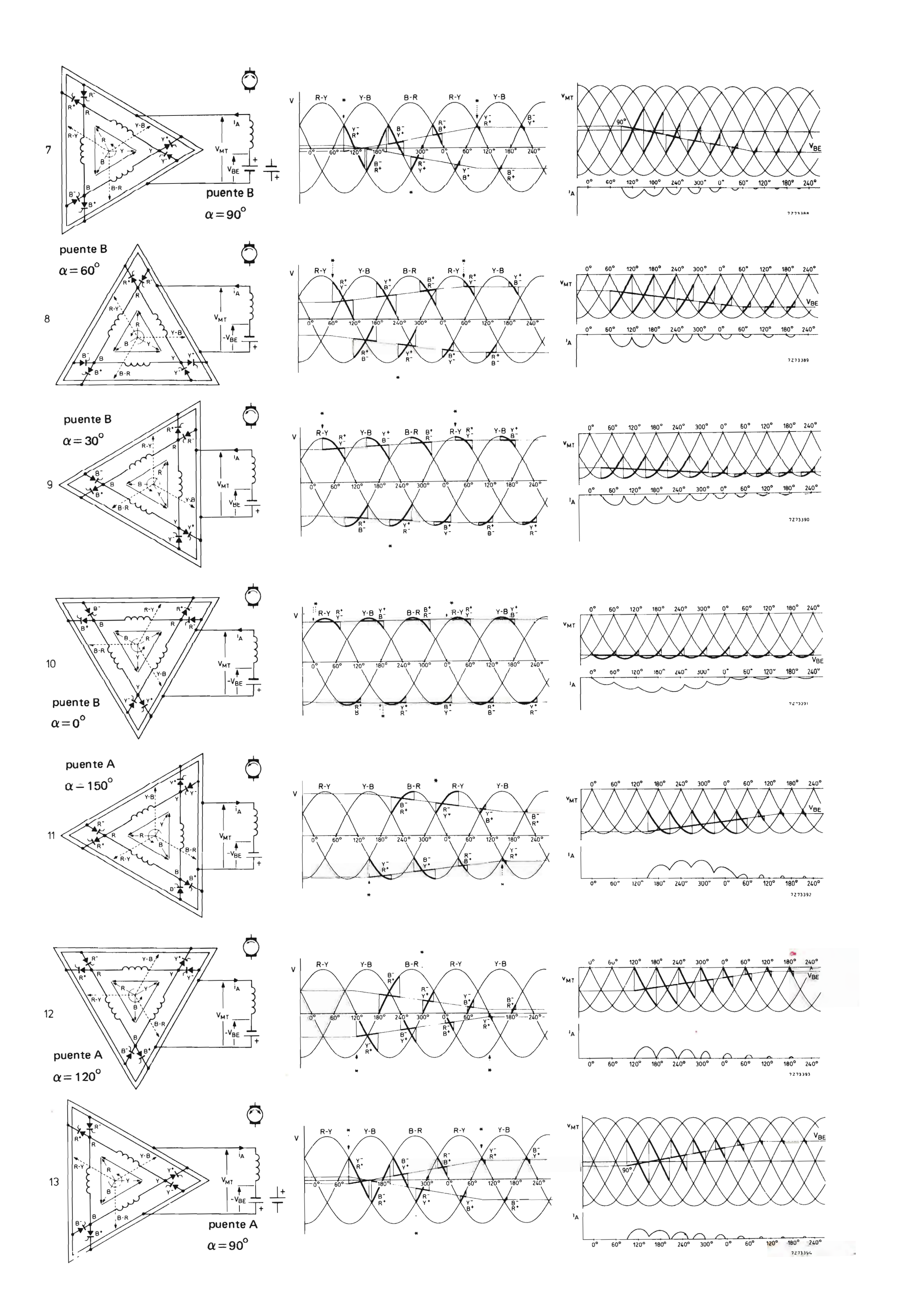


Figura 6. Sistemas de puente doble cebado a diferentes ángulos de conducción. Solamente se representa el puente cebado en combinación con los devanados del generador de la red y el correspondiente diagrama vectorial. La posición del diagrama vectorial corresponde al ángulo de disparo α como se indica en la fase $R\text{-}Y$ del diagrama de forma de ondas (flecha) en el que se inician los impulsos de cebado. Los tiristores indicados son disparados con el ángulo indicado por un asterisco. Las líneas continuas gruesas indican la conducción producida por la diferencia de tensión de la fase correspondiente y la fuerza contraelectromotriz, V_{BE}.



7
puente B
α=90°
8
puente B
α=60°
9
puente B
α=30°
10
puente B
α=0°
11
puente A
α–150°
12
puente A
α=120°
13
puente A
α=90°
R-Y
Y-B
B-R
V_{MT}
i_A
V_{BE}
$-V_{BE}$
0°
60°
120°
180°
240°
300°

no sólo a partir de la tensión y de las formas de onda de la figura 6 (triángulos iguales y con la corriente aumentando o no aumentando más), sino también en la figura 7 (solamente en ordenada). Las flechas indican la dirección en que se moverá un motor en vacío a lo largo de la línea que se da para un determinado α. La figura 8b muestra el mismo diagrama para la condición de corriente continua solamente. Aquí las líneas se elevan ligeramente porque se ha tenido en cuenta alguna resistencia de inducido. Las corrientes de inducido $I_{A(AV)A}$ e $I_{A(AV)B}$ circulan respectivamente a través de los puentes *A* y *B*.

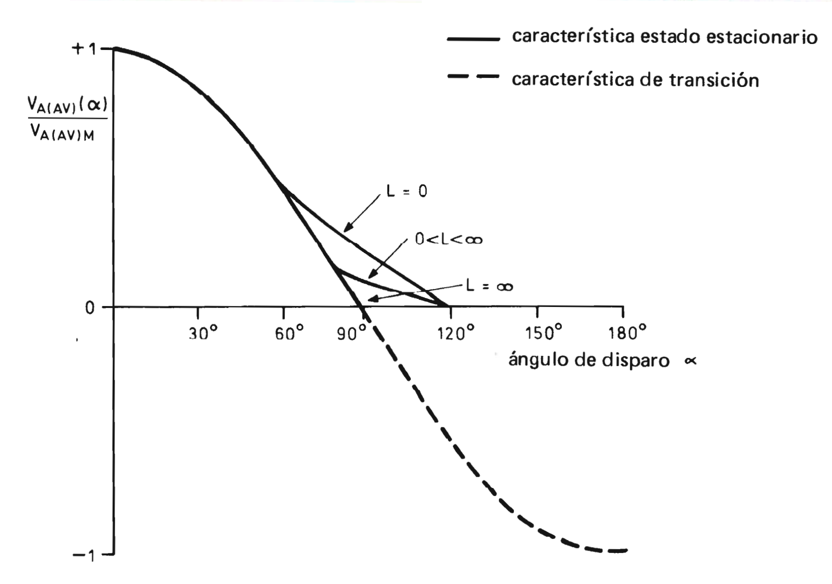


Figura 7. Tensión de salida en función del ángulo de disparo para un puente trifásico completamente controlado.

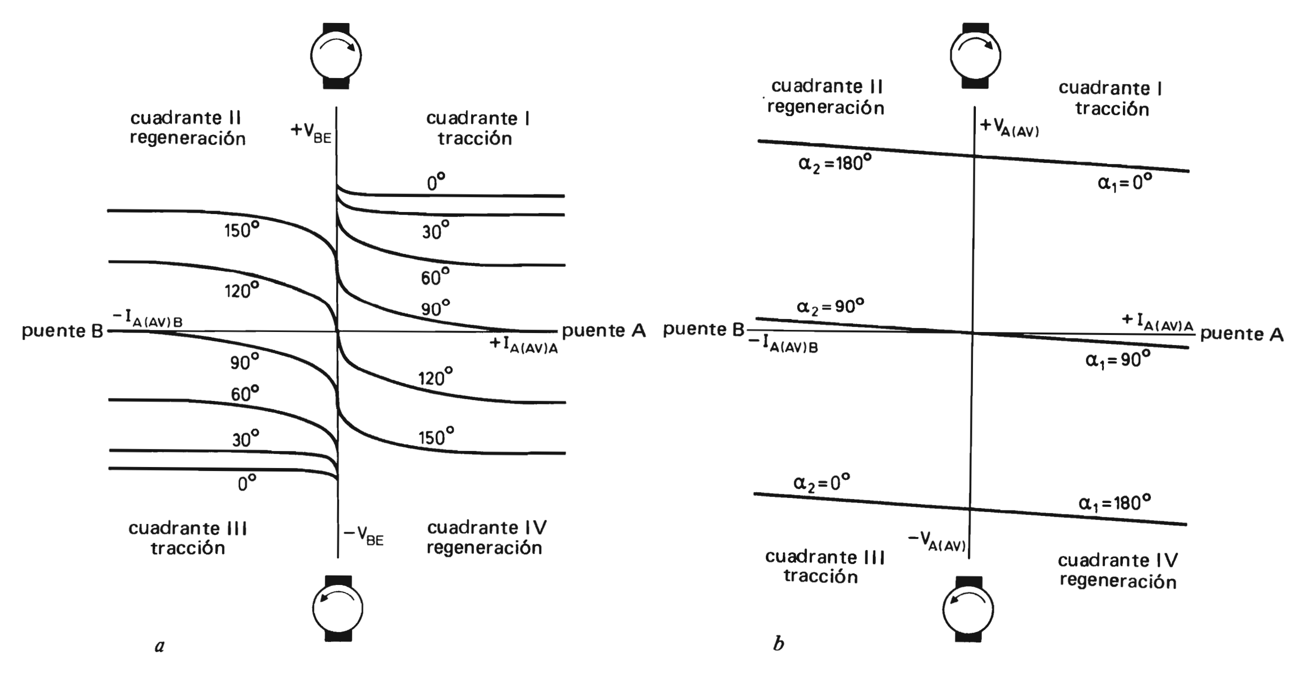


Figura 8. Características tensión/corriente para puentes de tiristores y motor en un sistema de control. Las características del motor en vacío puramente inductivas se indican en (a), en las que las líneas inclinadas indican la condición de corriente continua; (b) indica las características para un motor con alguna resistencia y sobrecargado (condición de corriente continua).

CODIFICACION Y DECODIFICACION CON FZJ141/FF34 Y FZJ151/FF35

Dos de los circuitos bloque lógicos de elevada inmunidad a ruido (HNIL) de la serie FZ/30 son el FZJ141/FF34, un contador BCD síncrono, y el FZJ151/FF35, un contador binario síncrono de 4 bits. Este artículo proporciona información sobre la decodificación y codificación de estos dispositivos y sobre su empleo en contadores en cascada y contadores casi descendentes.

Codificación

Las condiciones de temporización requeridas para las entradas de ajuste y puesta a cero se dan esquemáticamente en las hojas de características. Estas condiciones se pueden satisfacer mediante el empleo del circuito de la figura 1, que da $t_{RLS} \geqslant 5\ \mu s$.

Decodificación

La decodificación se puede llevar a cabo de dos maneras distintas: decodificación directa o por comparación.

La decodificación directa se puede lograr por medio de un conmutador rotativo, como se muestra en la figura 2. Con esta disposición, la línea de salida del conmutador debe ser lo más corta que sea posible debido a que un acoplamiento de 3 nF a una línea portadora de impulsos de 10 V puede ser causa de un funcionamiento defectuoso.

En vez del conmutador rotativo, se puede emplear un módulo FZL101/ND30 como se muestra en la figura 3. Sin embargo, esta solución requiere precauciones porque el módulo FZL101/ND30 puede generar impulsos peligrosos. En la figura 3 se da también la tabla de función para el módulo FZL101/ND30, en la que se indican los puntos en los que se pueden producir impulsos peligrosos. Estos impulsos se pueden suprimir y la manera más sencilla de hacerlo es moderar las puertas que aceptan la información de salida del módulo FZL101/ND30.

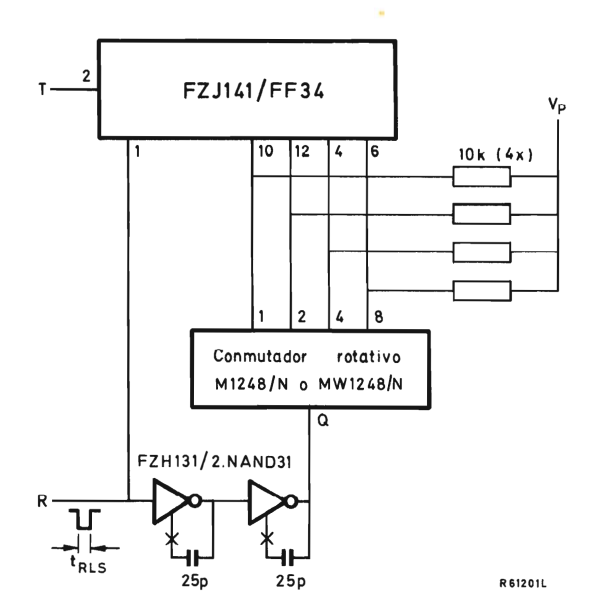


Figura 1. Circuito que proporciona las condiciones de temporización especificadas para las entradas de ajuste y de puesta a cero. Los cables que conectan los resistores en el circuito deben ser lo más cortos posible.

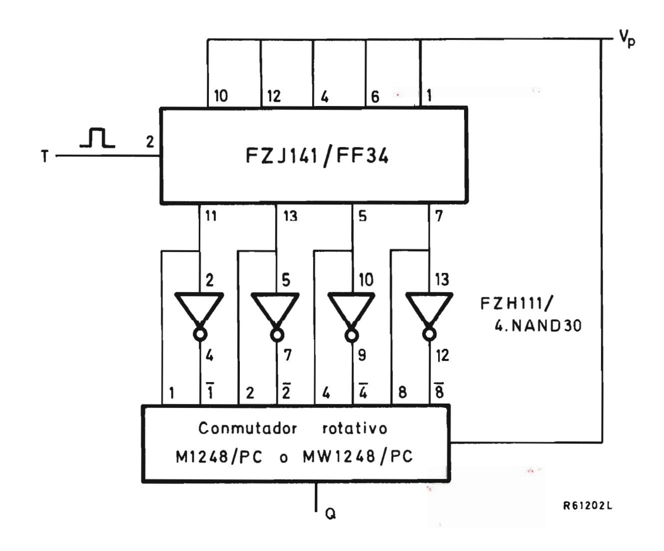
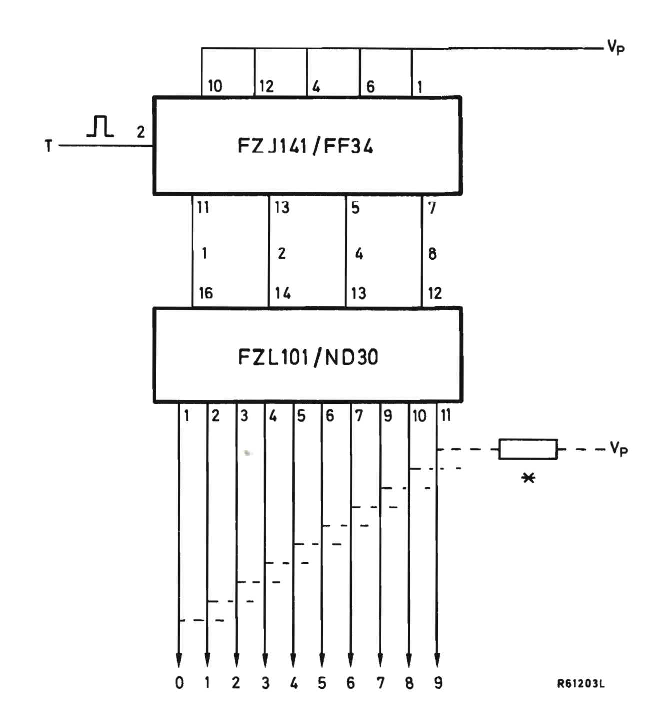


Figura 2. Decodificación directa con un conmutador rotativo.



Todas las salidas utilizadas se conectan a V_P por medio de un resistor de colector.

1	*2*	*4*	*8*	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	0	0	0	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H
1	0	0	0	H	L	H	H	H	H	H	H	H	H
0	1	0	0	H	H	L	■ H	H	H	H	H	H	H
1	1	0	0	H	H	H	L	H	H	H	H	H	H
0	0	1	0	H	H	H	H	L	■ H	H	■ H	H	H
1	0	1	0	H	H	H	H	H	L	H	H	H	H
0	1	1	0	H	H	H	H	H	H	L	■ H	H	H
1	1	1	0	H	H	H	H	H	H	H	L	H	H
0	0	0	1	H	H	H	H	H	H	H	H	L	■ H
1	0	0	1	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L
0	0	0	0	L	■ H	H	H	H	H	H	H	H	H

H = ALTO; L = BAJO; ■ = impulso parásito BAJO no deseado en transición accidental.

Figura 3. Decodificación directa con el módulo FZL101/ND30. En la tabla se indican los puntos en que pueden producirse los impulsos peligrosos en la salida.

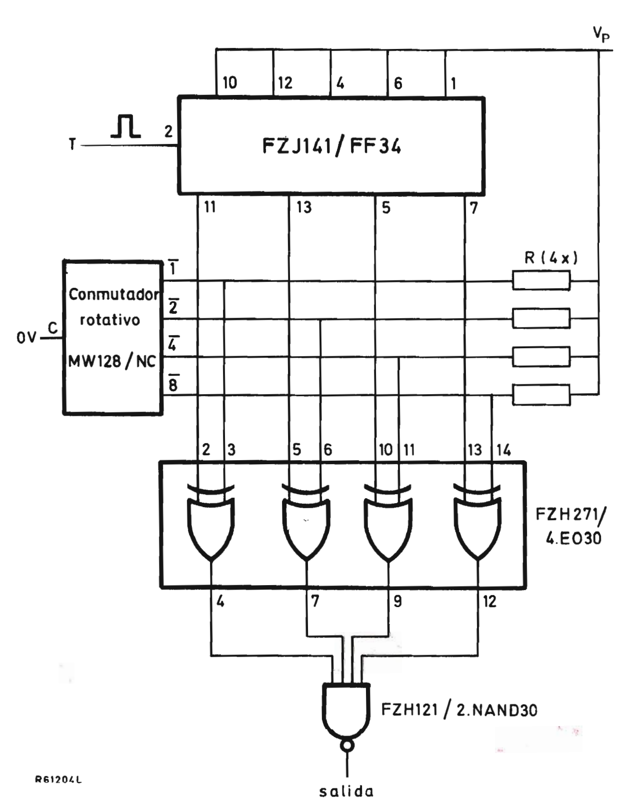
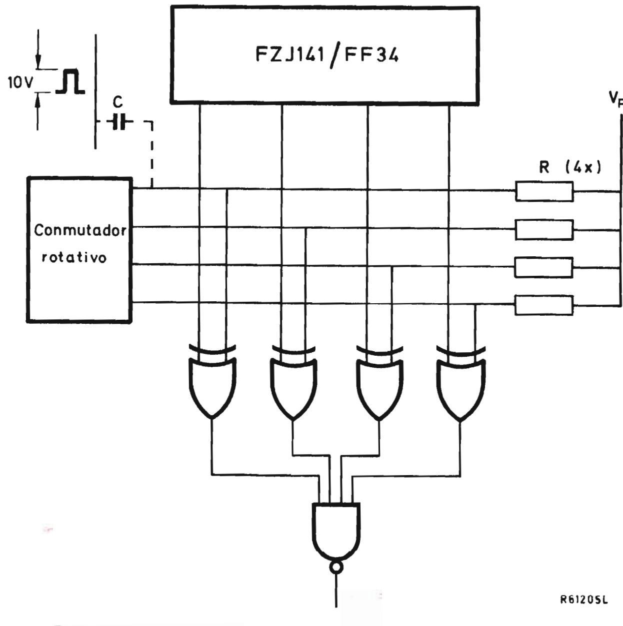
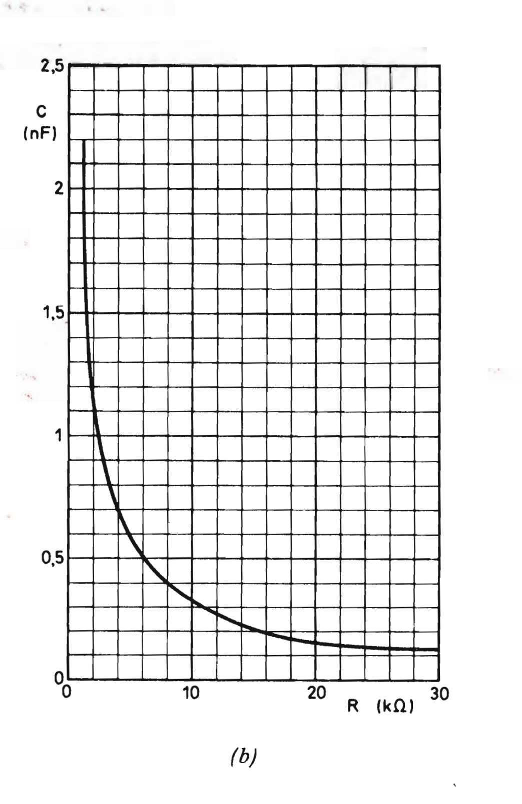


Figura 4. Decodificación por comparación.





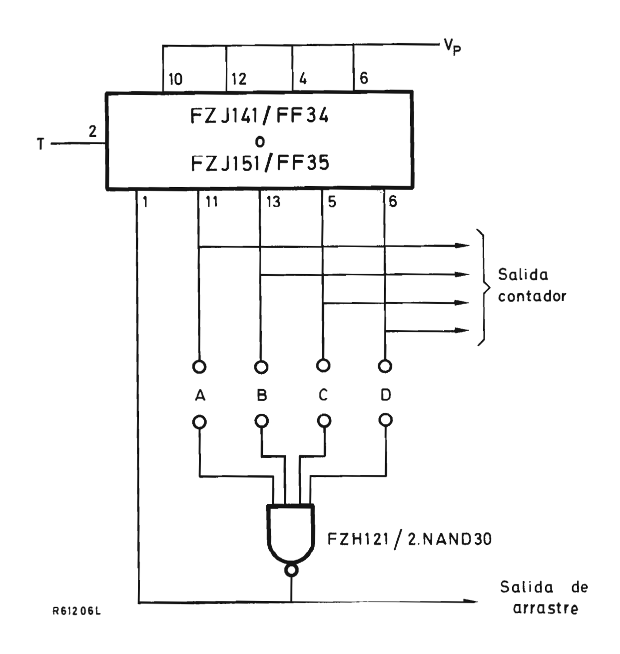
(b)

Figura 5. (a) El condensador *C* representa la capacidad de las líneas entre el conmutador rotativo y cualquier otra línea portadora de una señal lógica de 10 V. (b) Relación típica entre los valores de *C* y *R*. Para funcionamiento sin interferencias, las combinaciones *CR* deben estar por debajo del gráfico trazado.

La decodificación por comparación (figura 4), tiene la gran ventaja sobre el método directo de que solamente necesita cuatro líneas entre cada década y el correspondiente conmutador rotativo. La elección del valor de los resistores *R* en la figura 4 debe ser un compromiso entre consumo de corriente e inmunidad a ruido (es decir, un compromiso entre economía y necesidades funcionales). En la figura 5a, el condensador *C* representa la capacidad de las líneas entre el conmutador rotativo y cualesquiera de las líneas adyacentes portadoras de una señal lógica de 10 V. La relación típica entre el valor de *C* y el valor necesario de *R* se muestra en el gráfico de la figura 5b.

Contadores de X

La figura 6 muestra un contador de X que se puede formar conectando la salida decodificada a la entrada de puesta a cero. El módulo FZJ141/FF34 se utiliza para contar velocidades hasta 10; para contar velocidades desde 11 a 16 se emplea el FZJ151/FF35.



velocidad contaje	A	B	C	D
	conexiones necesarias			
1	C	O	O	O
2	O	C	O	O
3	C	C	O	O
4	O	O	C	O
5	C	O	C	O
6	O	C	C	O
7	C	C	C	O
8	O	O	O	C
9	C	O	O	C
10	X	X	X	X
11	C	C	O	C
12	O	O	C	C
13	C	O	C	C
14	O	C	C	C
15	C	C	C	C
16	X	X	X	X

C = conexión realizada; O = conexión abierta
X = circuito de puesta a cero omitido: utilizar QE como salida de arrastre.

Figura 6. Contador de circuito X y tabla de conexiones para el contaje requerido.

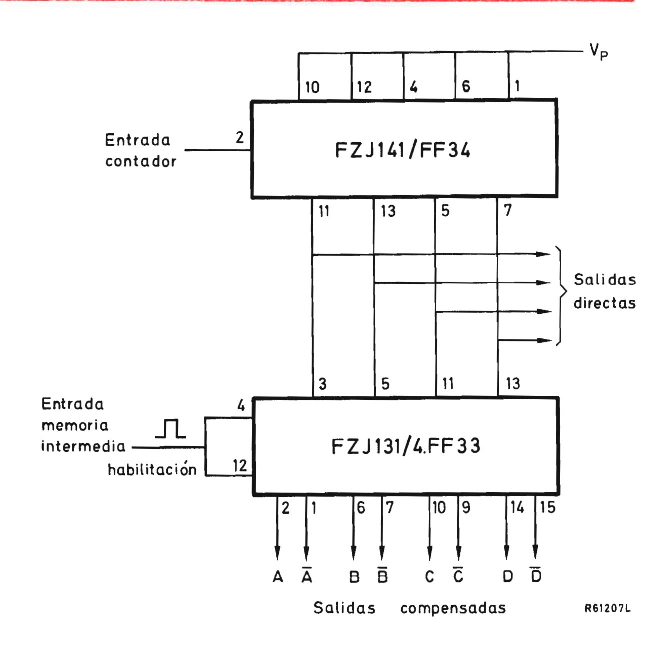


Figura 7. Circuito para almacenar contenido del contador.

Memoria intermedia de salida

Con frecuencia es necesario almacenar el contenido de un contador durante uno o más períodos de cuenta sucesivos y esto se puede hacer empleando una memoria intermedia, por ejemplo, la FZJ131/4.FF33 como se muestra en la figura 7.

Contadores casi descendientes

La figura 8 muestra un contador descendente binario que emplea un módulo FZJ151/FF35. Para las entradas de ajuste se requiere un conmutador de codificación complementario. Para un contador BCD se puede emplear un módulo FZJ141/FF34 en el circuito de la figura 9. Este circuito es algo más complejo porque cada flip-flop requiere el "complemento de nueve" en vez del complemento normal empleado en el circuito de la figura 8. Si, por cualquier razón, no se puede emplear un conmutador de complemento de nueve, puede utilizarse entonces el circuito de la figura 10.

Décadas en cascada

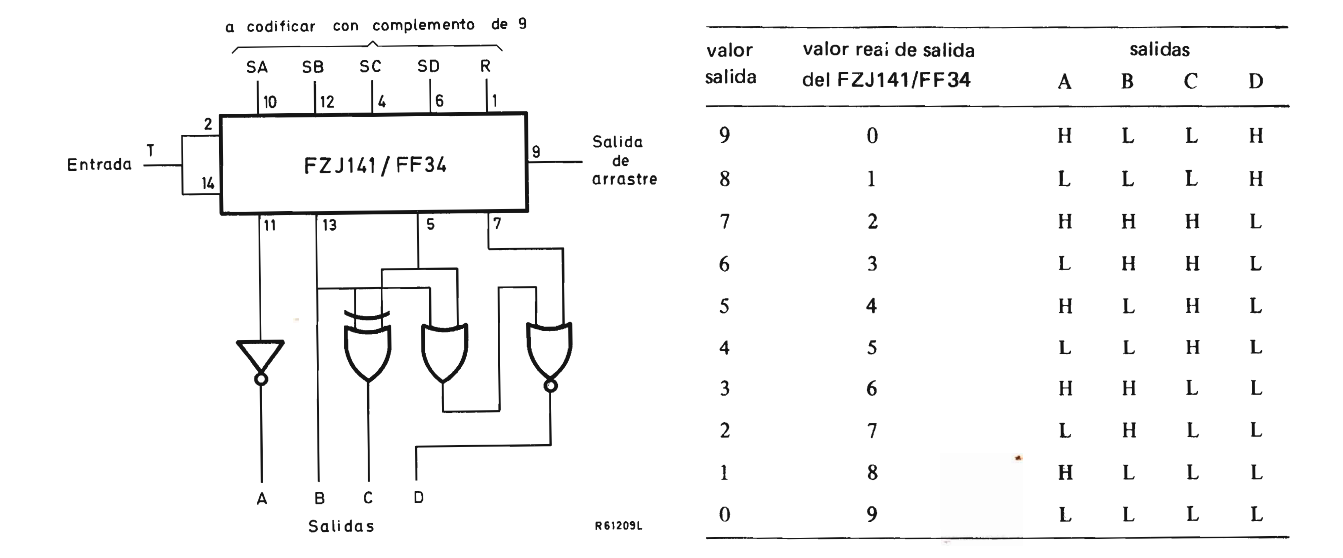
Las décadas en cascada, como medio para la ampliación de un contador, se pueden conectar para funcionamiento asíncrono o para funcionamiento síncrono.

SA SB SC SD R
10 12 4 6 1
Entrada reloj T 2 14
FZJ151/FF35
9 QE Salida de arrastre
11 13 5 7
FZH111/4.NAND30
A B C D
R61208L

entradas					salidas			
R	$\overline{SA}$	$\overline{SB}$	$\overline{SC}$	$\overline{SD}$	A	B	C	D
L	H	H	H	H	H	H·	H	H
H	L	X	X	X	L	X	X	X
H	X	L	X	X	X	L	X	X
H	X	X	L	X	X	X	L	X
H	X	X	X	L	X	X	X	L

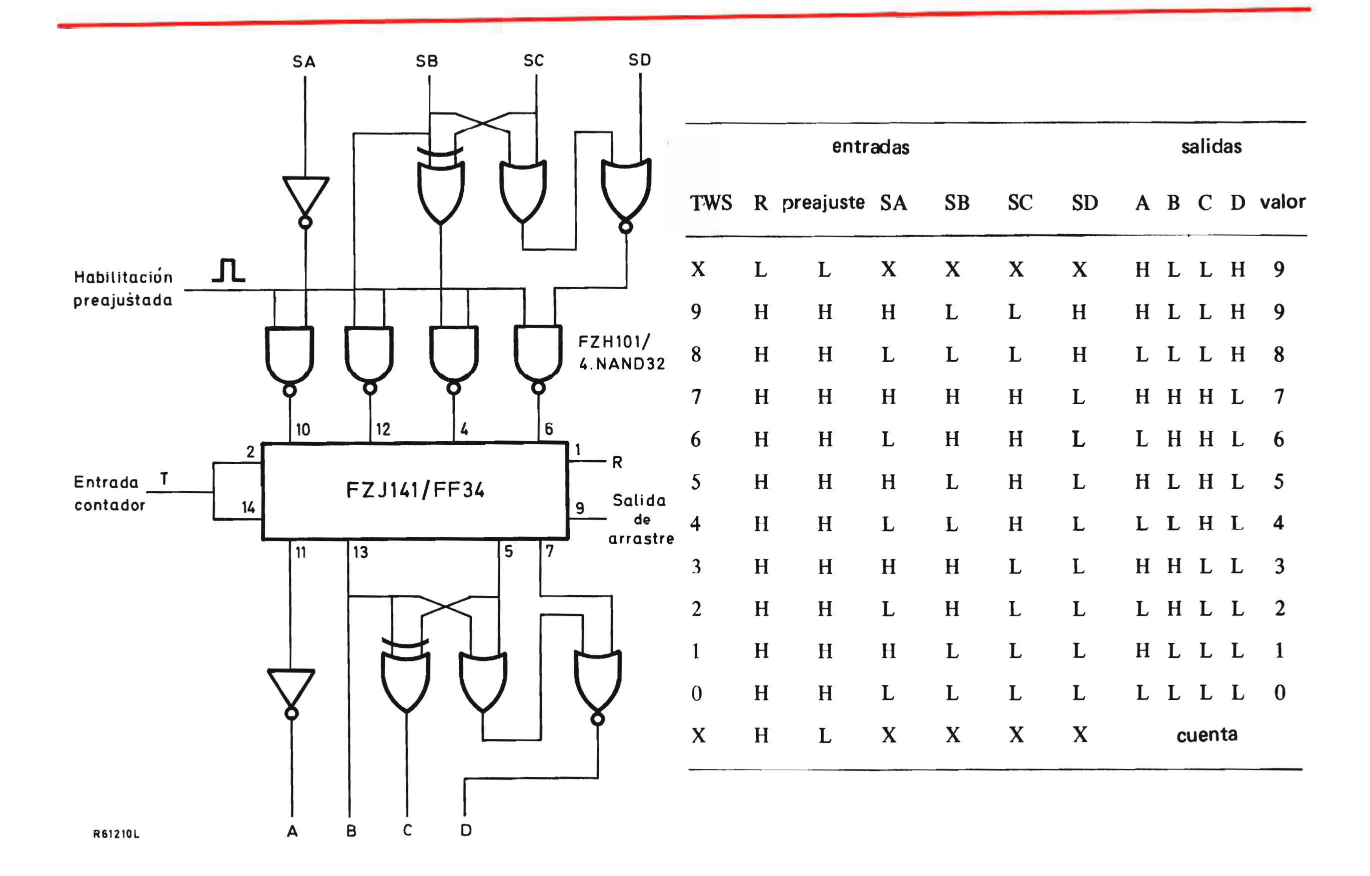
valor salida	valor real de salida del FZJ151/FF35	estado salidas A	B	C	D
15	0	H	H	H	H
14	1	L	H	H	H
13	2	H	L	H	H
12	3	L	L	H	H
11	4	H	H	L	H
10	5	L	H	L	H
9	6	H	L	L	H
8	7	L	L	L	H
7	8	H	H	H	L
6	9	L	H	H	L
5	10	H	L	H	L
4	11	L	L	H	L
3	12	H	H	L	L
2	13	L	H	L	L
11	14	H	L	L	L
0	15	L	L	L	L

Figura 8. Contador binario casi descendente, tabla de función y condiciones de ajuste y puesta a cero.



valor salida	valor real de salida del FZJ141/FF34	salidas A	B	C	D
9	0	H	L	L	H
8	1	L	L	L	H
7	2	H	H	H	L
6	3	L	H	H	L
5	4	H	L	H	L
4	5	L	L	H	L
3	6	H	H	L	L
2	7	L	H	L	L
1	8	H	L	L	L
0	9	L	L	L	L

Figura 9. Contador BCD casi descendente con entrada de ajuste de complemento de nueve. Los dispositivos lógicos en las líneas de salida pueden ser, por ejemplo: A: FZH 111/4.NAND30; C: FZH271/4.EO30; D: FZH291/4.OR30 y FZH281/4.NOR30.



		entradas					salidas				
TWS	R	preajuste	SA	SB	SC	SD	A	B	C	D	valor
X	L	L	X	X	X	X	H	L	L	H	9
9	H	H	H	L	L	H	H	L	L	H	9
8	H	H	L	L	L	H	L	L	L	H	8
7	H	H	H	H	H	L	H	H	H	L	7
6	H	H	L	H	H	L	L	H	H	L	6
5	H	H	H	L	H	L	H	L	H	L	5
4	H	H	L	L	H	L	L	L	H	L	4
3	H	H	H	H	L	L	H	H	L	L	3
2	H	H	L	H	L	L	L	H	L	L	2
1	H	H	H	L	L	L	H	L	L	L	1
0	H	H	L	L	L	L	L	L	L	L	0
X	H	L	X	X	X	X	cuenta				

Figura 10. Contador BCD casi descendente con entrada de ajuste normal. Los dispositivos de las líneas de entrada y salida pueden ser los mismos que los indicados en la figura 5.

Ambos métodos se muestran en principio en la figura 11a y 11b. Sin embargo, ambos métodos tienen algunas ventajas y desventajas.

Funcionamiento asíncrono

Ventajas:

- sencillo;
- carga constante en el reloj independientemente del número de décadas.

Desventajas:

- el tiempo de retardo total es la suma de los tiempos de retardo de las décadas.

Funcionamiento síncrono

Ventajas:

- el tiempo de retardo total es igual al tiempo de retardo de década.

Desventajas:

- más complicado;
- la carga en la alimentación del reloj aumenta con el número de décadas.

La estructura interna de los módulos FZJ141/FF34 y FZJ151/FF35 permite el empleo de un tercer método que conserva las ventajas del funcionamiento en cascada asíncrono y sin embargo da un tiempo de retardo por década igual al de una puerta única. El principio se muestra en la figura 11c, y los tiempos de retardo y las cargas del reloj típicos se dan en la tabla 1.

Hay que recordar dos puntos:

- la reducción del tiempo de retardo total del contador disminuye la duración de los impulsos peligrosos;
- todas las entradas de ajuste y puesta a cero no empleadas se deben conectar a V_P, o de lo contrario se produciría un funcionamiento deficiente del circuito.

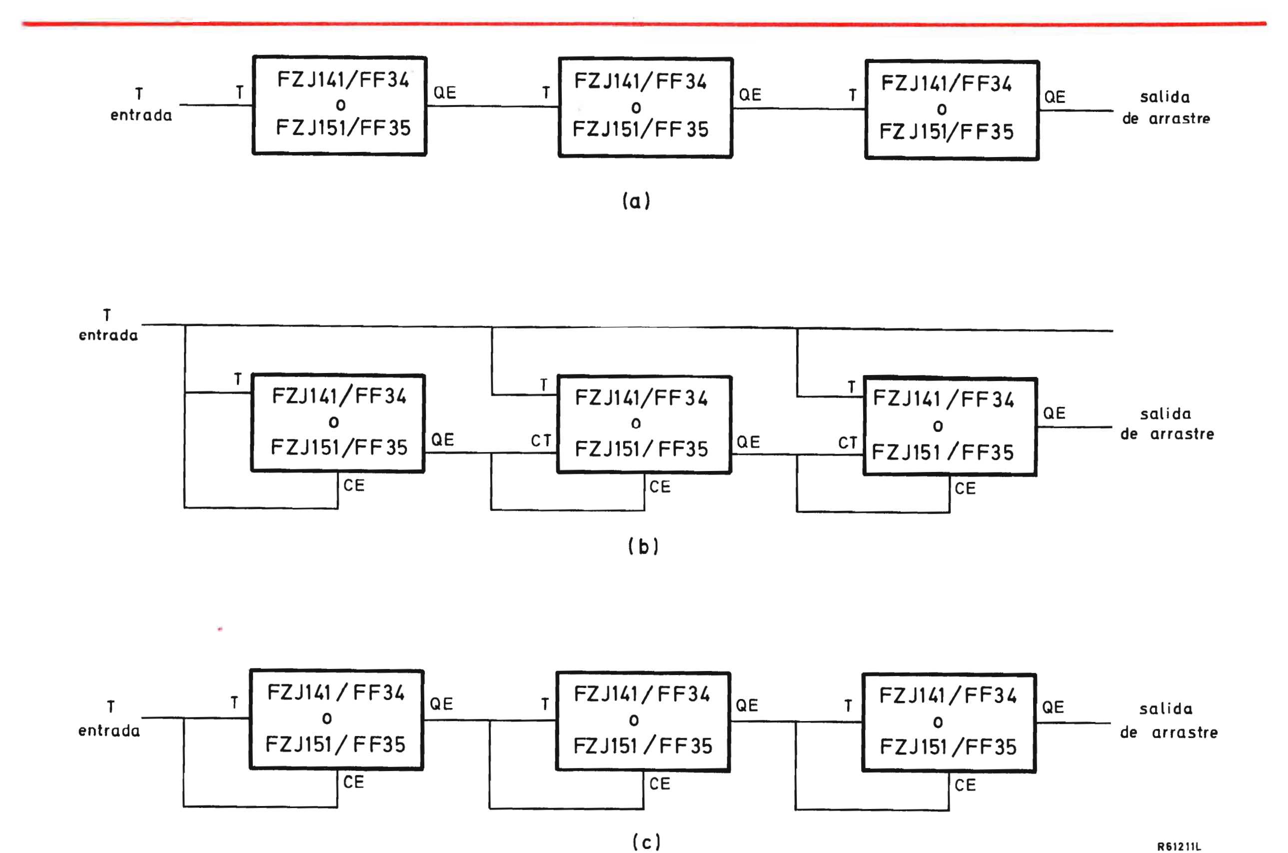
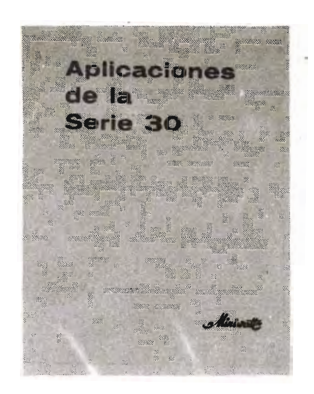


Figura 11. Funcionamiento en cascada: (a) asíncrono; (b) síncrono: (c) asíncrono controlado por reloj.

Tabla 1. Comparación entre los tiempos de retardo y las cargas de reloj. n = número de décadas; $V_p = 15$ V.

	tiempo de retardo (ns)	carga en alimentación reloj (mA)	complejidad construcción
asíncrono	n X 500	1,8	sencilla
asíncrono controlado por reloj	n X 200	3,6	intermedia
síncrono	500	n X 1,8	compleja



APLICACIONES de la SERIE 30

La serie FZ/30 consta de una gama ideal de componentes lógicos que comprende las funciones y biestables usuales, junto con los elementos de acoplamiento esenciales para una fácil adaptación de equipos periféricos realizados con esta serie, a equipos realizados con las series FJ(TTL) y FC(DTL) y se completa con elementos híbridos indispensables en todo sistema, tales como temporizadores, amplificadores de potencia y fuente de alimentación.

ELEVADA INMUNIDAD ESTATICA A RUIDO

Inmunidad estática a ruido de 5 V, para alimentación de 12 V, y de 8 V, para alimentación de 15 V. Estos valores son sumamente significativos si se comparan con los de otras series, y destacan la necesidad de utilizar la serie 30 en equipos en los que se esperan niveles importantes de ruidos.

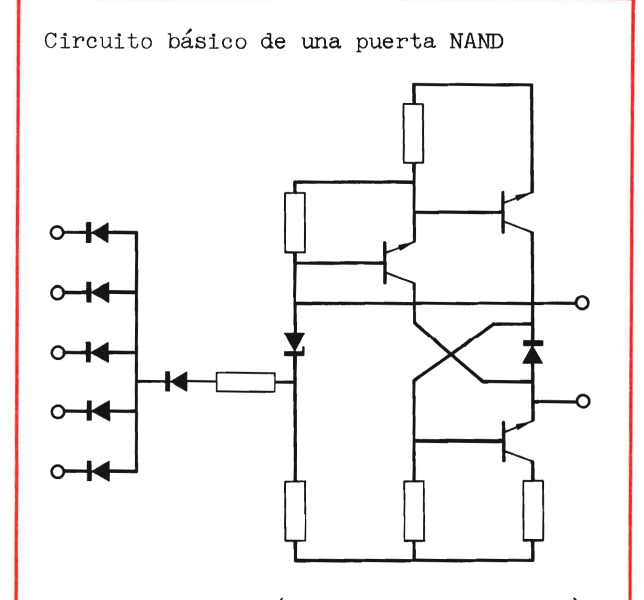
ELEVADA INMUNIDAD DINAMICA A RUIDO

Elevada inmunidad dinámica a ruido gracias a largos retardos de propagación y lentos tiempos de subida y caída. Es ajustable (conectando un condensador a la base del transistor excitador) a las condiciones de rapidez de respuesta y frecuencia máxima de funcionamiento del equipo.

BAJA IMPEDANCIA DE SALIDA

Baja impedancia de salida en los dos estados lógicos que suprime fácilmente cualquier ruido acoplado a través de las líneas de interconexión.

Circuito básico de una puerta NAND

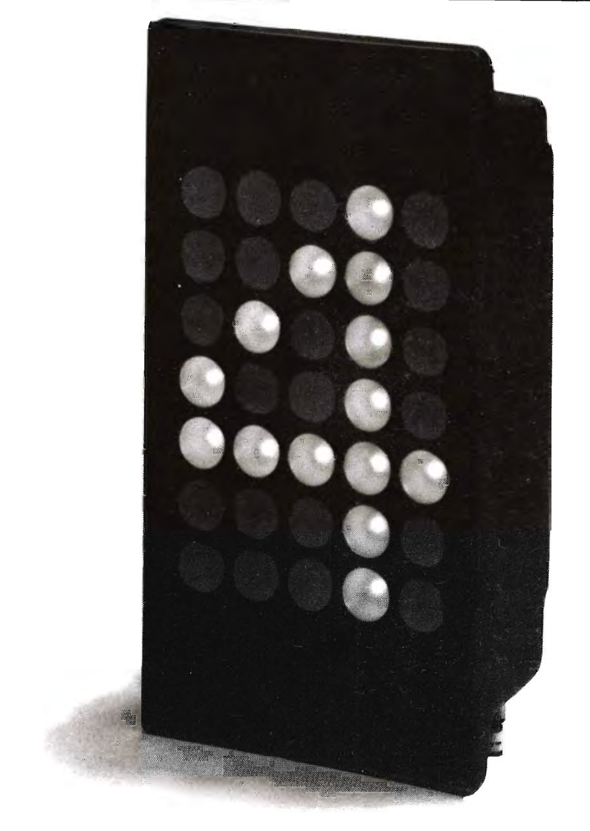


Resumen de datos (para puertas normales)

Tensión de alimentación.....	12 V +12,5 % -5 %
	15 V +13 % -10 %
Temperatura ambiente de trabajo.....................	0 ºC a 70 ºC
Retardo de propagación media (puerta básica sin condensador)...................	150 ns
Cargabilidad c.c. (puerta básica) estado BAJO........	10
estado ALTO........	100
Margen de ruido c.c.	
alimentación 12 V........	5 V
alimentación 15 V	
estado BAJO...........	5 V
estado ALTO...........	8 V

Una amplia y práctica exposición sobre la SERIE 30, familia de elementos especialmente indicados para su aplicación en equipos de control, de maniobras y en periféricos en general.

MODULOS INDICADORES NUMERICOS PARA VISUALIZACION DE GRAN TAMAÑO



Los módulos indicadores numéricos de la serie NDU14 han sido desarrollados para visualización de información numérica en los casos donde se requiere cierto tamaño, como ocurre en estaciones de ferrocarril y autobuses, en aeropuertos, en plantas industriales y campos de deporte, etc. Por su tamaño (14 cm de alto por 10 cm de ancho), los números son claramente legibles desde distancias de unos 70 m con un ángulo de visión de 120°.

La serie consta de tres tipos cuya diferencia estriba únicamente en la forma de excitación:

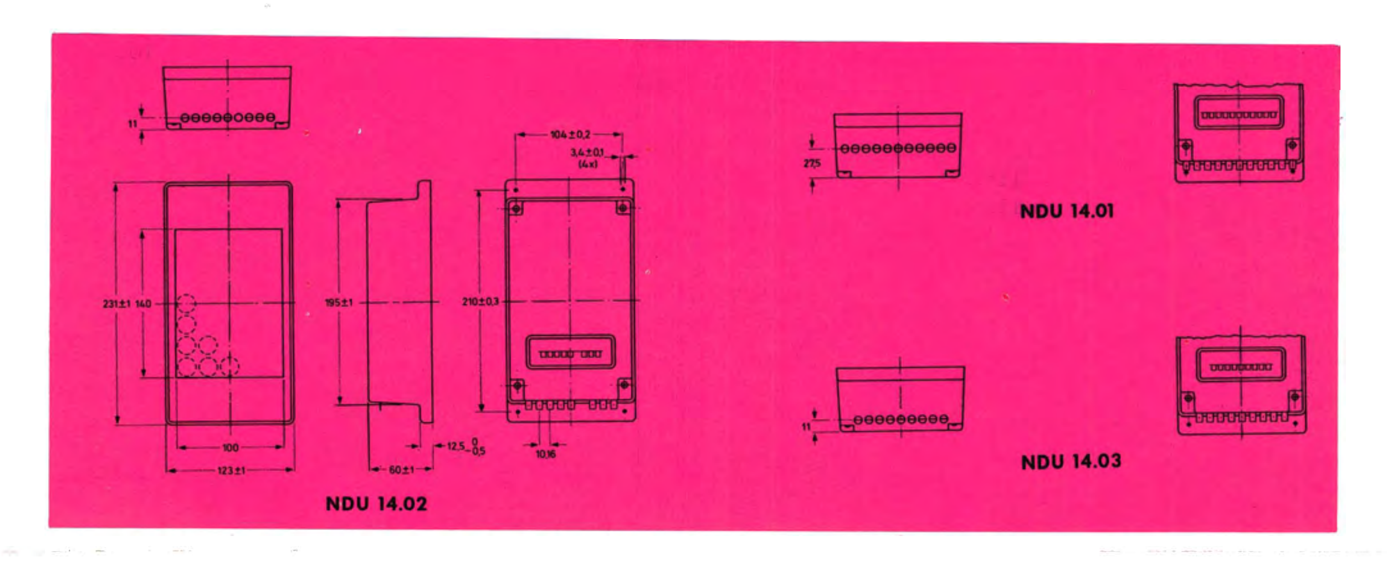
- **NDU14-01** para selección numérica directa por medio de sencillos conmutadores de 10 posiciones.
- **NDU14-02** con contador decimal y circuito de puesta a cero incorporados, especialmente indicado para recuento de objetos, votos, etc.
- **NDU14-03** con contador en código BCD, especialmente indicado para equipos digitales (relojes, balanzas, etc.)

Cada módulo consta de una caja de poliestireno negro, una placa de lámparas, un bloque reflector y una cubierta acrílica transparente de color rojo. La placa de lámparas es una placa de circuito impreso con una matriz de diodos semiconductores y soportes para las lámparas. El bloque reflector se coloca sobre las lámparas y se mantiene por medio de muelles.

Los tipos NDU14-02 y NDU14-03 tienen una segunda placa de circuito impreso. En el primero esta placa contiene el contador decimal y en el segundo el contador por código BCD.

La cubierta roja transparente forma la parte frontal del módulo y puede separarse fácilmente, junto con la placa reflectora, para el posible reemplazo de lámparas.

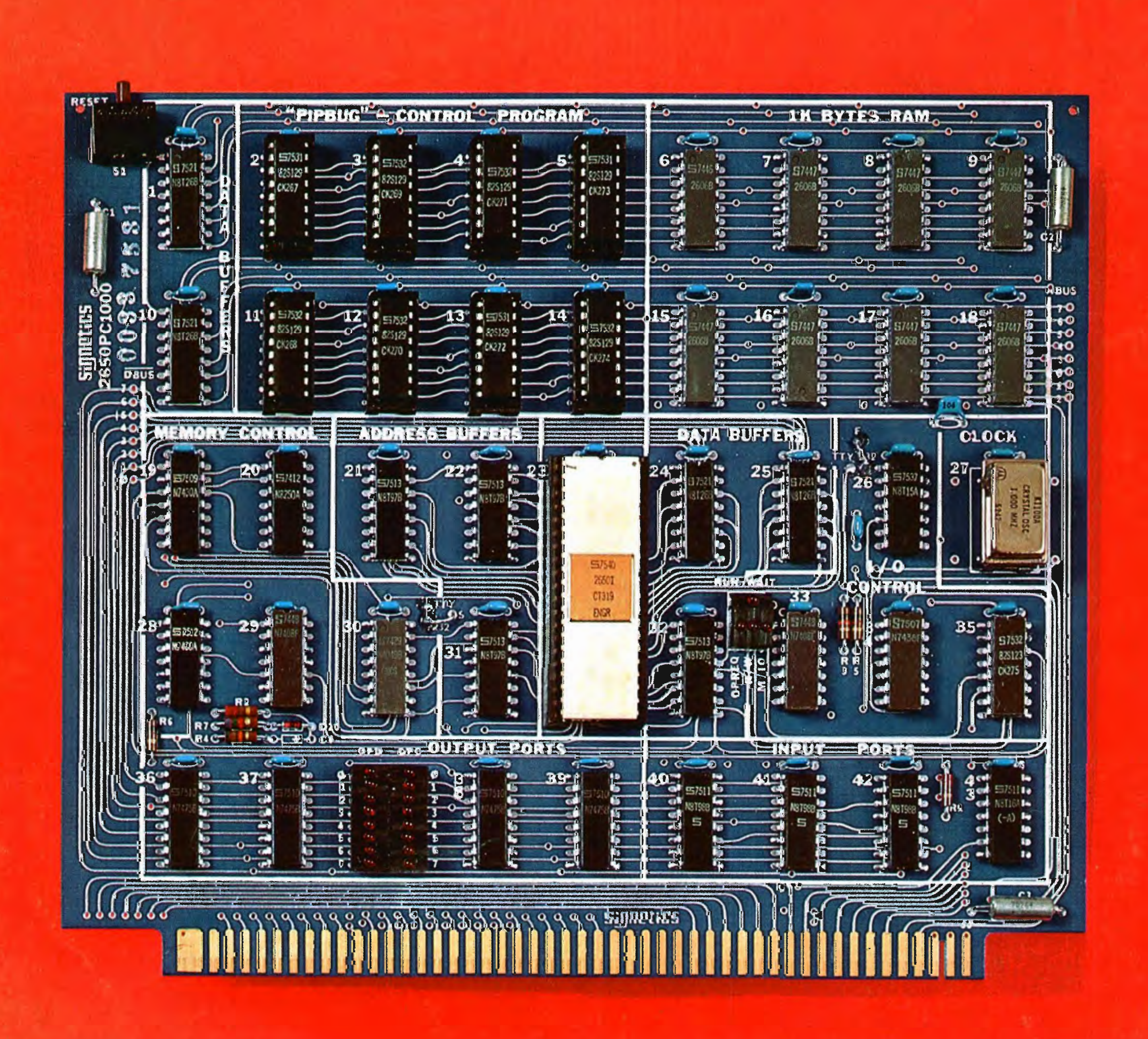
Las lámparas empleadas son para 6,3 V y 50 mA. Las figuras muestran la forma y tamaño del módulo NDU-14-02 y las diferencias de los módulos NDU14-01 y NDU14-03 con respecto al primero.




COPRESA
comercializa
en España
el microprocesador 2650
de
signetics

REVISTA "Miniwatt"

Vol. 15-Núm. 8 SETIEMBRE 1976 40 Ptas.





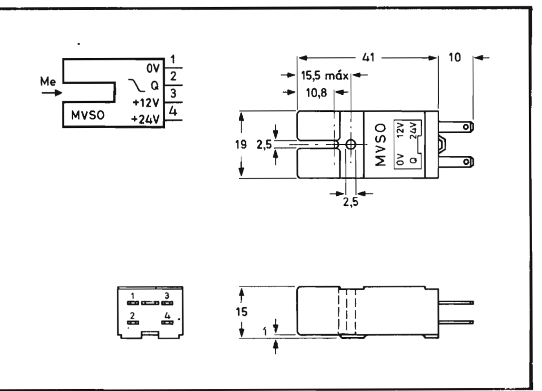


INTERRUPTOR MAGNÉTICO MINIATURA

El nuevo interruptor magnético MVSO (*Miniatura Vane Switched Oscillator*) es una versión miniatura del conocido interruptor VSO (*Vane Switched Oscillator*) y funciona según el mismo principio: la alteración del proceso de trabajo de un oscilador por la presencia de un objeto metálico.
Protegido con una cápsula de plástico, presenta una hendidura en uno de sus extremos. Una de las ramas de la hendidura contiene la bobina osciladora y la otra la bobina de realimentación.
La presencia de una pieza metálica en la hendidura varía las condiciones de oscilación y se bloquea el oscilador.
La tensión de salida del oscilador, rectificada y filtrada, se utiliza como señal de entrada en circuitos lógicos digitales.

INTERRUPTOR MAGNETICO MINIATURA MVSO

El interruptor magnético miniatura MVSO constituye un dispositivo de entrada especialmente indicado para sistemas lógicos. Las dimensiones reducidas son muy interesantes, y las tensiones de alimentación y de salida han sido elegidas para que este interruptor sea compatible con los circuitos lógicos de las series 60 y 30.



Principales características

Tensiones de alimentación: +12 V ± 5%
+24 V ± 25%

Corriente consumida
a 24 V: 20 mA + corriente de carga
a 12 V: 12 mA + corriente de carga

Frecuencia máxima de detección: 3 kHz

Tensión de salida ($I_L = 0$, $R_L = 6{,}8\ k\Omega$)
con pieza metálica en la hendidura ⩽ 0,3 V
sin pieza metálica en la hendidura ⩾ 10 V

Dimensiones mínimas de la pieza metálica (aluminio):
grueso 30 μm
ancho 3 mm
longitud 8 mm

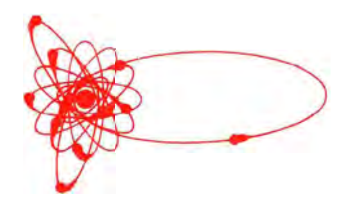
Temperaturas de trabajo: −25°C a +70°C.

VENTAJAS DE LOS INTERRUPTORES MAGNETICOS

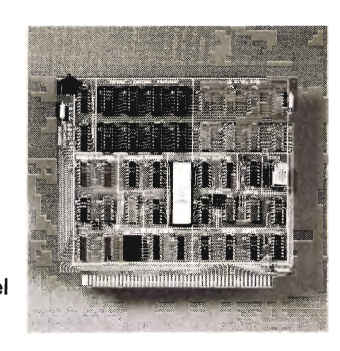
- Ausencia de piezas metálicas en movimiento, por tanto no hay desgaste.
- La pieza metálica que activa el circuito no está sometida a ninguna fuerza mecánica.
- No existe campo magnético susceptible de atraer partículas (polvo) metálicas.
- Exactitud de funcionamiento y posibilidad de reproducir el momento de conmutación.
- Rapidez de funcionamiento (puede responder a 3 kHz).
- Protección contra humedad, polvo, líquidos, etc. mediante cubierta de plástico.

REVISTA Miniwatt

Publicación de aplicaciones electrónicas







Sistema microcomputador con el microprocesador Signeties 2650

Director:
LUIS ROIZ NORIEGA

Editor:
JUAN GARRIGA PUJOL

Redacción:
Mª DOLORES FORNS-SAMSO

Delineación y compaginación:
Mª CARMEN LAJUSTICIA

Suscripciones:
ROSA MARIA TORRES

Publicada por:

COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCION ANUAL
(11 números) 350 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 40 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:
Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

Depósito Legal: B.18.387-61
GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona

ÍNDICE

DIAGRAMA DE BLOQUES DEL MICROPROCESADOR 2650

AMPLIFICADORES DE VIDEO COMPLEMENTARIOS

En este artículo se describe el diseño y funcionamiento de los amplificadores de vídeo en contrafase complementarios con baja corriente de reposo y bajo consumo de potencia, comparados con las etapas de salida de vídeo de clase A convencional en receptores de televisión en color y monocromáticos. Se describe un amplificador excitador RGB complementario que utiliza los transistores BF422 y BF423 junto con el circuito integrado demodulador de color TCA800.

INTRODUCCION

En los receptores de televisión se han utilizado etapas amplificadoras de vídeo en clase A, debido principalmente a la sencillez de su circuito. Dicho amplificador aplica una señal de vídeo a la carga capacitiva del tubo de imagen y presenta una respuesta transitoria asimétrica. Los flancos de paso a negativo pueden ser rápidos porque la capacidad se descarga a través del transistor, pero los flancos de paso a positivo son mucho más lentos y dependen de la constante de tiempo de la capacidad de carga y del resistor de carga de colector. La realimentación total de c.a. solamente empeora esta discrepancia.

Por lo tanto, su respuesta a transitorios limita el valor del resistor de carga de colector y, en consecuencia, en un circuito práctico se pierde una considerable cantidad de energía. Esta pérdida contribuye en unos 10 W (hasta 20 W en condiciones de sobreexcitación) al calor producido en un receptor en color e incrementa el coste y el tamaño de los transistores, disipadores de calor y resistores de carga. Mediante la adopción de dos transistores en cada etapa de salida de vídeo en una disposición de circuito en contrafase, se puede reducir notablemente la disipación de potencia, disminuyendo al mínimo las necesidades en los transistores y en los disipadores de calor.

Un amplificador de vídeo en contrafase complementario puede funcionar con una disipación de potencia de aproximadamente 1 W en condiciones de imagen típicas. Comparando esta disipación con los 4 a 6 W para una etapa de vídeo convencional en clase A, se puede conseguir un ahorro en el receptor completo de unos 10 a 15 W. Las etapas de vídeo complementarias requieren más componentes, pero todos son de baja potencia y no es necesario aletas de refrigeración especiales para los transistores. Por tanto, el espacio ocupado sobre una pla-

ca de circuito impreso no tiene que ser mucho mayor que el necesario para otros tipos de amplificadores de vídeo.

Con las actuales tendencias a reducir el consumo total de potencia y la temperatura ambiente en la caja del aparato, junto con los avances hacia la visualización de datos en receptores de televisión, las etapas de vídeo en contrafase tienen una nueva importancia. El amplificador de vídeo complementario, además de la ventaja de su reducido consumo de potencia, tiene una respuesta mucho mejor que la del amplificador en clase A. Así, el amplificador de vídeo en contrafase complementario que se describe en este artículo es particularmente adecuado para aplicaciones de visualización de datos.

CIRCUITOS EXCITADORES DE VIDEO EN CONTRAFASE

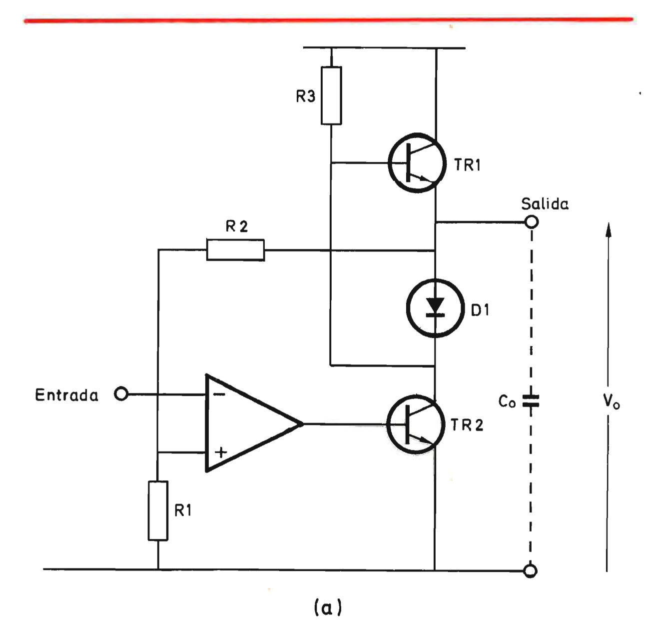
La característica común de los circuitos amplificadores de vídeo en contrafase (véase por ejemplo la figura 1a) consiste en que están provistos de dos dispositivos activos conectados en serie a través de la fuente de alimentación. Tales dispositivos son excitados de manera que durante los transitorios de tensión de la señal, la capacidad de carga se descarga por el transistor TR_2 durante los flancos de paso a negativo de la forma de onda de tensión, y se recarga por el transistor TR_1 durante los flancos de paso a positivo. De este modo es posible un funcionamiento transitorio simétrico y debido a que el circuito se puede diseñar de manera que en los transistores circulen corrientes de pico elevadas solamente durante los transitorios de señal, se puede reducir al mínimo el consumo de potencia de la etapa de vídeo.

En una etapa de vídeo en contrafase se pueden utilizar dos circuitos distintos, uno con dos transistores similares en serie (por ejemplo *NPN* y *NPN*), y otro con dos transistores distintos en un circuito en serie complementario (por ejemplo *NPN* y *PNP*).

CIRCUITOS CON TRANSISTORES NPN Y NPN

La figura 1a muestra la etapa de salida de vídeo con transistores *NPN* y *NPN*, realimentación incluida. El transistor TR_2 produce la señal de vídeo a través del resistor de carga R_3 de la misma manera que en un amplificador en clase A. Los flancos de paso a negativo son adecuadamente producidos por conducción de TR_2 a través del diodo D_1 y los flancos de paso a positivo son producidos por conducción de TR_1 que funciona como seguidor de emisor.

Cuando la señal de salida es de paso a negativo, TR_2 conduce y descarga la capacidad de carga de C_O a través de D_1. Sin embargo, cuando TR_2 se bloquea, su tensión de colector se eleva provocando el bloqueo de D_1. El condensador C_O tiende a mantener V_O constante hasta que la tensión en la base de TR_1 es lo suficientemente elevada para hacer que TR_1 pase a conducción. Entonces, el condensador C_O se carga por la corriente que circula a través de TR_1 que funciona como seguidor de emisor. De este modo, se produce una forma de distorsión cruzada cada vez que se invierte el sentido de la señal de salida. Este efecto es pequeño, es decir, sólo $2 \times V_{be}$. Este efecto puede ser superado por completo y normalmente no es visible en el tubo de imagen, si se emplea suficiente realimentación para permitir que la salida pase rápidamente entre los dos estados. Esta rea-



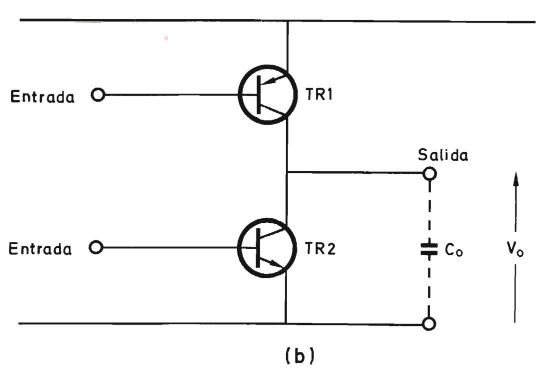


Figura 1. Etapas de salida de vídeo en contrafase: (a) circuito *NPN* + *NPN* con realimentación, (b) circuito *NPN* + *PNP*.

limentación (proporcionada por los resistores R_1 y R_2) determina asimismo la ganancia y la respuesta de frecuencia.

En la práctica, el incremento permisible en el valor de R_3, comparado con el resistor equivalente en una etapa de clase A e igualmente el ahorro de potencia resultante, está limitado por la capacidad parásita y la capacidad de entrada de TR_1. Además, TR_1 puede perjudicarse fácilmente por un cortocircuito accidental de la salida. Un circuito complementario con transistores *NPN* y *PNP* proporciona una solución mejor y menor consumo.

CIRCUITO COMPLEMENTARIO CON TRANSISTORES NPN Y PNP

En la figura 1b se muestra la etapa de salida complementaria fundamental con transistores *NPN* y *PNP*. Los transistores TR_1 y TR_2 son excitados de manera que desarrollan la señal de salida en la capacidad de carga de salida C_O. Sin embargo, para este circuito no se define ni la corriente de reposo ni la ganancia de la etapa. Por tanto, en la práctica deben emplearse variaciones del circuito que se representa en la figura 1b.

En la figura 2 se representa una etapa de salida complementaria *NPN* y *PNP*. Con ayuda de la figura 2 se pueden describir las funciones de los componentes principales. Debido a la diferencia de potencial en el resistor de realimentación R_3, circulará en todo momento una corriente por R_3, que debe ser proporcionada por la conducción del transistor TR_1. Ya que la señal de excitación a TR_1 se acopla en c.a., el funcionamiento en clase B pura (corriente de reposo nula) no garantizará la conducción de TR_1 en ausencia de suficiente contenido de alta frecuencia en la señal de entrada.

La solución más sencilla consiste en polarizar en sentido directo a TR_1 mediante la red formada por los resistores R_2, R_4 y R_5. Esta polarización directa sería suficiente para alimentar la corriente requerida por R_3, y su valor máximo es aproximadamente igual a $(V_{alim.} - V_{polarización})/R_3$. Sin embargo, se necesitan el resistor R_7 y el condensador C_2 para obtener la adecuada estabilidad de c.c. junto con una ganancia de c.a. elevada para TR_1. Debido a que la tensión de pico de excitación de c.a. es pequeña en comparación con la tensión de c.c. en R_5, la corriente de colector de TR_1 tendrá un valor medio prácticamente constante.

El valor de la corriente de polarización requerida tiene otra limitación debido a la necesidad de suministrar corrientes de pico adecuadas con el fin de cargar la capacidad de carga de salida C_O durante los transitorios de tensión de paso a positivo en condiciones de excitación de alta frecuencia sinusoidal. Si dicha necesidad no se satisface, es decir, si el ángulo de conducción del transistor TR_2 se hace menor que 180°, en la forma de onda de salida se producirán tiempos de subida y de caída desiguales y la señal de salida de alta frecuencia resultará afectada en sentido adverso. La corriente de pico I_{pk} requerida es proporcional a C_O, a la frecuencia y a la tensión de la señal de salida pico a pico; y cuando el ángulo de conducción no es menor que 180°, como es necesario, la corriente media en TR_1 debe ser por lo menos igual a I_{pk}/π. En la mayoría de los circuitos prácticos, este valor de corriente media es más elevado que el necesario para mantener la corriente en el resistor de realimentación R_3.

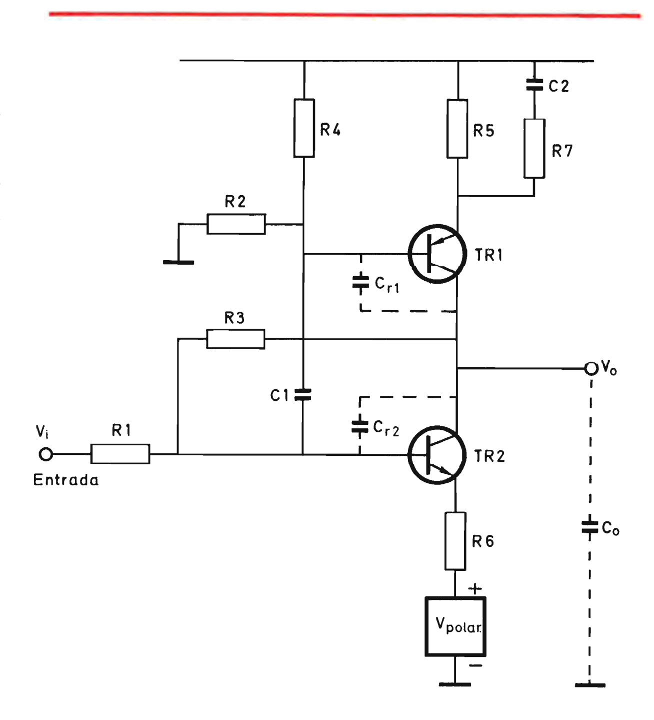


Figura 2. Etapa de salida de vídeo que emplea la disposición *NPN* + *PNP*.

Sin la red de realimentación resistiva compuesta por los resistores R_1 y R_3, la ganancia de c.c. de la etapa sería muy elevada e indefinida y es esta red la que determina la ganancia de la etapa. Mientras la ganancia de TR_2 es elevada, su base se comporta como un punto de tierra virtual y la suma de las corrientes en R_1 y R_3 es casi cero. Así, la ganancia de la etapa está definida simplemente por la razón entre los valores de R_1 y R_3. Este sistema de realimentación requiere que el emisor de TR_2 sea elevado a una tensión que asegure que la tensión del nivel de negro deseada V_O en la salida del amplificador corresponda con la tensión V_i en su entrada. Suponiendo una ganancia de etapa de A veces, la tensión de base V_B

de TR_2 se puede calcular por la ecuación 1 que se deduce del siguiente modo:

$$V_B = V_i + (V_o - V_i) \left\{ R_1/(R_1 + R_3) \right\};$$

es decir,

$$V_B = V_i + (V_o - V_i)(1 + A). \qquad \ldots(1)$$

Si $V_i = 3$ V, $V_o = 130$ V y $A = 25$, entonces, por sustitución en la ecuación 1 se tiene:

$$V_B = 7{,}9V,$$

un valor que debe asegurar la correcta relación entre las tensiones de nivel de negro de entrada y salida.

Ahora es necesario examinar el funcionamiento en c.a. del amplificador. La señal de entrada se acopla a TR_1 a través del condensador C_1, de manera que TR_1 y TR_2 funcionan en antifase. En la práctica, las impedancias de entrada de TR_1 y TR_2 disminuyen cuando aumenta la frecuencia, debido principalmente a los efectos de sus capacidades de realimentación C_{r1} y C_{r2}, que están efectivamente en paralelo. Por tanto, es necesario un amplificador de corriente para reducir al mínimo la carga que pudiera producirse en la red de alimentación. Esta amplificación de corriente puede obtenerse mediante un transistor seguidor de emisor o parte de un circuito integrado. Los resistores R_6 y R_7 igualan las ganancias de TR_1 y TR_2, asegurando que tales transistores se comporten de una manera complementaria durante los períodos en que ambos conducen simultáneamente y, además, que la disipación de potencia de ambos transistores se comparta por igual.

Las tolerancias permitidas al calcular la tensión de alimentación para el amplificador complementario son prácticamente las mismas que para el amplificador convencional en clase A. Las tolerancias dependen principalmente de las necesidades de excitación del tubo de imagen, aunque las diferencias de funcionamiento entre los dos tipos de amplificador permiten hacer una pequeña reducción de la tensión de alimentación.

La tolerancia de tensión de codo de alta frecuencia se reduce debido a las menores corrientes de funcionamiento y el efecto de la tensión de codo de alta frecuencia se reduce a causa de la capacidad de cada transistor de aumentar la velocidad de recuperación a partir de la saturación en el otro transistor. Además, se pueden solapar las tolerancias para excursión en forma de onda de borrado y el codo de alta frecuencia en TR_2 y no se necesita tolerancia para la pérdida de tensión de alimentación debida a I_{CBO} que se produciría en una etapa en clase A con un resistor de carga de colector. Para un amplificador complementario esta corriente puede ser absorbida por el transistor complementario. En un amplificador típico, todos estos factores pueden dar un ahorro de aproximadamente 10 V después de la tolerancia para la alimentación de polarización en el emisor de TR_1.

DISEÑO DE UNA ETAPA DE VIDEO CON EL CIRCUITO INTEGRADO TCA800

Al desarrollar un amplificador de vídeo práctico a partir del circuito fundamental representado en la figura 2, se deben tener en cuenta varios factores, siendo el primero de ellos la fuente de excitación de la señal de vídeo. Debido a la necesidad de realimentación en la etapa de vídeo, es necesario el resistor R_{15} representado en la figura 3 y, con vistas a la mínima disipación de potencia, su valor debe ser lo más elevado posible. Idealmente, la realimentación a través de R_{15} se debe aplicar a un punto de elevada impedancia situado en la primera parte del canal de vídeo, es decir, en el circuito integrado excitador, para asegurar una ganancia de bucle elevada, la mejor estabilidad de funcionamiento y la disipación de potencia menor. El amplificador que se describe más adelante está destinado a ser utilizado con el circuito integrado demodulador síncrono y el fijador de c.c. TCA800.

DESCRIPCION DEL CIRCUITO

Puesto que el amplificador ha sido diseñado para ser excitado por el circuito integrado TCA800, en cada etapa es necesario un transistor seguidor de emisor para adaptación con la red de realimentación.

En la figura 3 se representa el amplificador práctico completo. Para bajas frecuencias, la corriente circula en todo momento en los transistores de salida TR_3 y TR_4 y la etapa se comporta como un amplificador de clase A, en la que es excitado TR_4 y TR_3 y el resistor R_{13} forman la carga de colector. La polarización de TR_3 es tal que la corriente total en TR_3 y R_{13} es casi constante. La red de realimentación compuesta por los resistores R_3 y R_{15} determina la ganancia total. Con esta red de realimentación, es necesario polarizar el emisor de TR_4 aproximadamente a 7,5 V por medio del transistor TR_2 y el potenciómetro R_8, lo cual elimina la componente de modo común de margen de variación en las tensiones de nivel de negro de los tres amplificadores RGB.

Los valores de los resistores R_2 y R_3 son proporcionados de manera que no circula corriente en el potenciómetro de control de excitación R_1 a nivel de negro, que

para el circuito integrado TCA800 es de 3 V. De esta manera se reduce al mínimo la interacción entre el corte y el ajuste de control de excitación.

A frecuencias elevadas, TR_3 es también excitado a través del condensador C_1 y se eligen los valores de los resistores R_{12} y R_{14} para repartir la variación total de corriente de manera que sea aproximadamente igual en los dos transistores de salida. Con ángulo de conducción de 180° se puede obtener una corriente de pico de hasta el triple de la corriente media.

El transistor seguidor de emisor TR_1 se utiliza para suministrar la corriente de base que necesitan los dos dispositivos de salida y para permitir un valor elevado del resistor de realimentación R_{15} con el fin de asegurar una disipación baja. Ya que TR_1 es un dispositivo *PNP*, se proporciona cierta compensación para los cambios de V_{be} con la temperatura ambiente en TR_4. El resistor R_{13} reduce la disipación de potencia en TR_3 e iguala las corrientes medias de los transistores de salida en el centro del margen de luminancia.

Los resistores R_{10} y R_{11} cumplen varios fines. Si la amplitud de la excitación de alta frecuencia es elevada, la caída de tensión a través de dichos resistores reduce la tensión a través de los transistores de salida en el pico de las excursiones de corriente, con lo que se reduce así la disipación de pico de los transistores. La inclusión de los citados resistores no incrementa en forma importante la tensión de alimentación requerida para la etapa de vídeo porque la tensión de pico y la corriente de pico se producen con una diferencia de fase de casi 90° a frecuencias elevadas, por lo que no se afecta de modo apreciable la manipulación de señal de elevada frecuencia de la etapa.

Los resistores R_{10} y R_{11} reducen también la posibili-

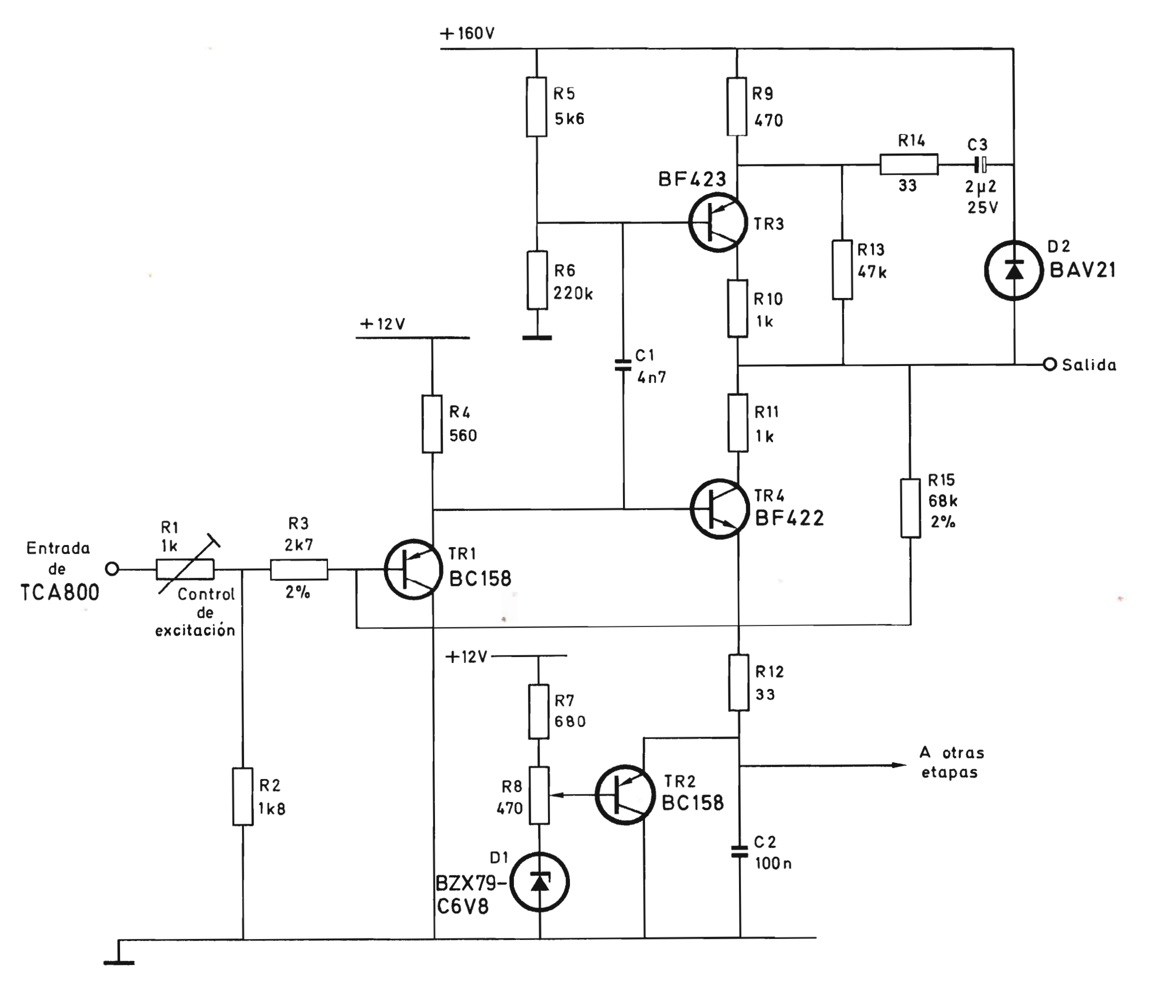


Figura 3. Amplificador de vídeo en clase B complementario.

dad de la radiación de señales que contengan armónicos fuera del espectro de vídeo procedentes de los conductores de excitación del tubo de imagen. Además, los resistores proporcionan cierta protección a los transistores de salida contra cortocircuitos accidentales de las salidas. Se incluye el diodo D_2 para proteger a TR_3 contra los efectos de las descargas en el tubo de imagen.

El transistor TR_3 emplea un resistor de polarización de emisor R_9 que define la corriente continua media que se mantiene en todas condiciones. El empleo de la red de baja impedancia compuesta por el resistor R_{14} y el condensador C_3 da como resultado una ganancia de c.a. elevada y permite que se produzcan grandes corrientes instantáneas por transitorios o señales de alta frecuencia. Si se aplicase a la entrada una excitación total de elevada frecuencia durante un tiempo apreciablemente mayor que la constante de tiempo de R_{14} y C_3, TR_3 se polarizaría en sentido inverso y disminuiría el ángulo de conducción, limitando así la salida de alta frecuencia.

IMPEDANCIA DEL TUBO DE IMAGEN

La carga presentada a cada amplificador de vídeo que excita un cátodo del tubo de imagen se compone de una parte resistiva y de una parte capacitiva. La parte resistiva resulta de la corriente del haz y es una resistencia no lineal que para tubos de imagen de pantalla grande tiene un valor medio de unos 100 kΩ. Las señales de luminancia sobre los tres conductores de excitación del tubo de imagen tendrán la misma fase y similar amplitud para frecuencias superiores a 1 MHz. Por tanto, el valor de la capacidad de carga C_O en, por ejemplo, el conductor de excitación al cañón de rojo, se reduce por la presencia de las señales de luminancia en los conductores de excitación a los cañones del verde y del azul. La capacidad de carga de los conductores de excitación al cañón del verde y al cañón del azul se reducen de manera similar.

La capacidad entre conductores adyacentes variará en función de la longitud del hilo conductor, diámetro, separación y aislamiento. Las medidas de la capacidad se han llevado a cabo en un receptor de televisión típico que tiene tres conductores de excitación de 400 mm de longitud y separados entre sí 8 mm en forma de cinta plana con cubierta aislante total de 2 mm en PVC y polietileno. Las medidas muestran que si los tres conductores reciben igual excitación, la capacidad total entre cada conductor y tierra es de 10 pF. Si se ponen a tierra dos de los conductores, la capacidad entre el tercer conductor y tierra se eleva aproximadamente en 6 pF. Esta elevación de capacidad corresponde al valor de la capacidad entre conductores adyacentes. En la práctica, la diferencia de tensión de salida entre dos amplificadores cualesquiera está con toda posibilidad entre 0% y 30% de la tensión de excitación total del tubo de imagen, para conseguir una correcta graduación de la escala de grises. Si se supone una diferencia de la tensión de salida entre dos amplificadores del 30%, entonces la corriente que circula en la capacidad de 6 pF entre conductores adyacentes puede añadir aproximadamente 2 pF a la capacidad que presenta cada uno de estos dos amplificadores. Por tanto, puede apreciarse que un valor práctico de capacidad de carga efectiva para cada amplificador de vídeo es aproximadamente de (10 + 2) o 12 pF.

Dado que la carga presentada a cada amplificador es principalmente capacitiva, la corriente de salida requerida aumenta con la frecuencia, llegando hasta ±12 mA para 70 V pico a pico de excitación a 4,4 MHz en una carga de 12 pF. Para permitir esta variación de corriente, se establece en TR_3 una corriente en reposo de 4 a 5 mA. Por tanto, los transistores de salida funcionan en clase A para variaciones de corriente de hasta ±8 mA. Por encima de este nivel, cada transistor de salida se bloquea durante parte de cada ciclo.

TENSION DE ALIMENTACION

Además de la excursión total de la señal de salida, las tolerancias que deben considerarse cuando se calcula la tensión de alimentación son las siguientes:

Máxima excursión positiva de la forma de onda de salida, con TR_3 saturado y TR_4 bloqueado

V_{R9}	2,0 V
$V_{CE(sat)}(TR_3)$	0,5 V
V_{R10}	2,0 V
Total	4,5 V

(No es necesaria la tolerancia de codo de alta frecuencia para el transistor TR_3 porque no se producirá distorsión apreciable en la forma de onda de borrado.)

Máxima excursión negativa de la forma de onda de salida, con TR_4 saturado y TR_3 conduciendo

V_{R11}	4,5 V
$V_{CE(sat)}(TR_4)$	0,5 V
$V_{polarización}$ (V_e, TR_4)	7,5 V
V_{codo} (alta frec.) (TR_4)	10,0 V
Total	22,5 V

Estos totales deben sumarse a las tensiones de excitación de salida indicadas a continuación:

Excitación negro a blanco	100 V
Borrado	15 V
Margen de brillo	20 V
Total	135 V

Por tanto, la tensión de alimentación requerida es (135 + 27) o sea 162 V. En la práctica, es satisfactoria una tensión de 160 a 165 V.

TOLERANCIAS DEL NIVEL DE NEGRO DE LA SEÑAL DE SALIDA

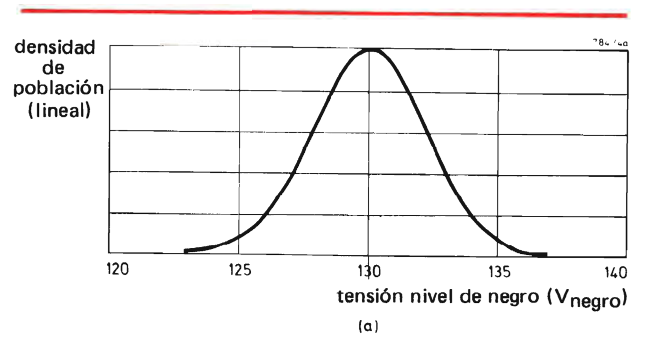
El ajuste de polarización de modo común proporcionado por R_8 y TR_2 en la figura 3 ha sido descrito. Este ajuste elimina la necesidad de permitir los márgenes de variación de modo común en la tensión del nivel de negro de las señales de salida. Sin embargo, es necesario considerar los márgenes de variación diferenciales de la tensión del nivel de negro que se derivan de las tolerancias de los componentes, para los cuales no se proporciona ajuste.

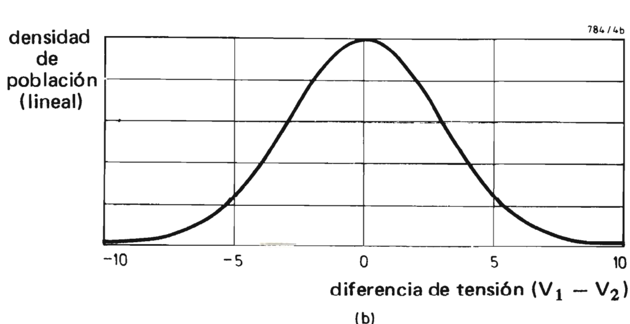
Se puede analizar cada amplificador, empleando el conocimiento de las tolerancias de los componentes para deducir una distribución para el margen de variación de la tensión del nivel de negro y resultará una distribución normal con un valor medio y una desviación σ. Las curvas representadas en las figuras 4a, 4b y 4c se basan en el análisis por computador de la distribución de tensión. En la distribución, el 99,7% de todas las muestras queda dentro de los límites de $\pm 3\sigma$.

En la figura 4a se muestra la distribución para un amplificador del tipo representado en la figura 3. En dicha figura, el límite 3σ es de 6,5 V, con lo que el margen total es de 13 V. Ya que lo que interesa es la diferencia entre los amplificadores basados en este circuito, se han omitido los factores que originan efectos comunes a los tres amplificadores. Si se considera la diferencia de potencial entre dos de estos amplificadores, la distribución de esta diferencia tiene una media igual a cero y una desviación de 1,4 σ. Este valor de σ corresponde a un margen de variación total de ±9 V (véase la figura 4b). Sin embargo, solamente interesa el valor de esta diferencia y este valor tiene una distribución con límites de 0 a 9 V. La inclusión del tercer amplificador da por resultado el incremento del límite superior hasta aproximadamente 10 V, como se indica en la figura 4c. Por tanto, 10 V es la diferencia máxima de tensión que puede producirse probablemente en la práctica entre amplificadores y el bloqueo de la trama puede establecerse fácilmente mediante el ajuste de los potenciómetros a_1 del tubo de imagen.

RECHAZO DE LAS VARIACIONES DE LA FUENTE DE ALIMENTACION

El rechazo de la variación de alimentación en el amplificador complementario representado en la figura 3 es mejor que en el amplificador de clase A convencio-





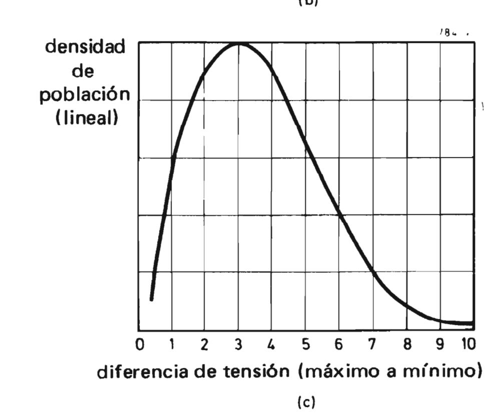


Figura 4. Márgenes de variación en la tensión del nivel de negro para el amplificador representado en la figura 3, basados en el análisis por ordenador de la distribución de tensión:
(a) densidad de población en función de la tensión de nivel de negro para un solo amplificador (los componentes comunes han sido retirados),
(b) densidad de población en función de la tensión de nivel de negro para dos amplificadores.
(c) densidad de población en función de la diferencia de tensión para tres amplificadores.

nal, gracias al empleo de realimentación total en el amplificador complementario. El rechazo de alimentación de baja tensión se optimiza mediante elección de los valores del resistor R_7 y el potenciómetro R_8 y de la tensión para el diodo D_1. En consecuencia, en el amplificador nominal la tensión de polarización sobre el emisor de TR_4 sigue la tensión de nivel de negro suministrada por el circuito integrado excitador TCA800. Los resultados típicos obtenidos para una variación de un 5% en la tensión de alimentación son los siguientes:

alimentación de 160 V (+ 8 V)	variación 0,75 V
alimentación de 12 V (+ 0,6 V)	variación 2 V

MANEJO DE SEÑAL, TIEMPO DE SUBIDA Y RESPUESTA DE FRECUENCIA

La figura 5 muestra la relación típica entre la tensión de salida pico a pico y la frecuencia para el amplificador de vídeo de clase B complementario representado en la figura 3. La notable caída a frecuencias elevadas es deliberada y ahorra disipación de potencia sin perjudicar la calidad de la imagen, suponiendo que en el canal de luminancia se emplee un eliminador de señal cromática y que, por tanto, no sea necesaria una señal de excitación del tubo de imagen de 100 V pico a pico a 4 MHz.

El tiempo de subida, determinado por la corriente de pico disponible del amplificador, es menor que 100 ns para una salida en escalón de 100 V. El tiempo de subida es similar para los flancos de paso a positivo y de paso a negativo de la forma de onda con sobreimpulso de menos del 4%. El sobreimpulso se puede optimizar alterando para ello la capacidad parásita a través de R_{15} y en el prototipo parte del circuito impreso proporciona la capacidad necesaria. Si el valor del resistor R_4 es demasiado grande, se origina una limitación de la corriente de excitación a la etapa de salida en una transición de negro a blanco.

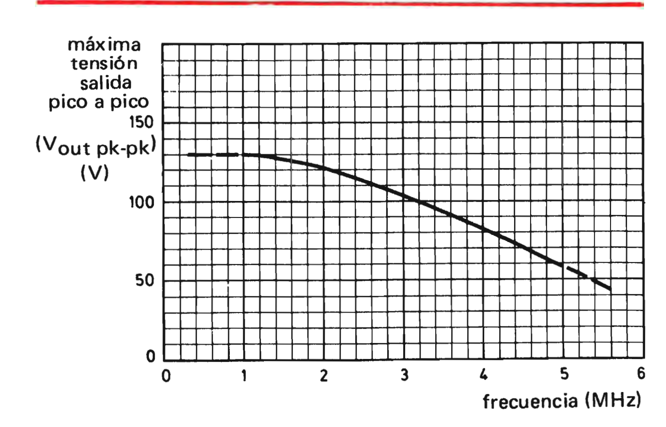


Figura 5. Máxima tensión de salida pico a pico en función de la frecuencia (MHz) para el amplificador representado en la figura 3.

Con una capacidad de carga de 12 pF, el ancho de banda para −3 dB es aproximadamente de 8 MHz con referencia a una señal de salida de 1 MHz de 10 V pico a pico.

DISIPACION DE POTENCIA

La disipación de potencia más elevada en cualquier transistor de salida del circuito de la figura 3 se produce en condiciones de c.c. cuando no hay señal de c.a. superpuesta. Esta disipación es máxima para TR_3 en el nivel de pico de blanco y para TR_4 cuando la tensión de salida se aproxima al valor de la tensión de alimentación. En ambos casos, la máxima disipación de potencia en la peor combinación de tolerancias de los componentes es de 620 mW.

La disipación de potencia en cada transistor de salida en condiciones de imagen típicas es de 300 a 500 mW. En condiciones de sobreexcitación y recorte, con una señal continua de 5 MHz, la disipación de potencia es de 530 mW para TR_3 y de 570 mW para TR_4. Con frecuencias inferiores, la disipación de potencia es menor. Dichas cifras suponen funcionamiento continuo y no tienen en cuenta el borrado. Si el borrado bloquea a los transistores, las cifras de disipación disminuirán en un 18%. Sin embargo, si no se produce el bloqueo, TR_4 alcanza la máxima disipación durante el borrado. Por tanto, para funcionamiento seguro en las peores condiciones, cada uno de los transistores ha de poder disipar como mínimo 620 mW. Los transistores de salida (BF422 para TR_4 y BF423 para TR_3) se deben montar sobre una placa de circuito impreso con sus terminales de colector soldados a una zona de cobre de 1 cm^2. Este montaje da una resistencia térmica total de 140°C/W entre unión y ambiente, y permite una disipación máxima de potencia de 650 mW a una temperatura ambiente de 60°C.

En condiciones de imagen típicas, y suponiendo que la forma de onda de borrado de vídeo bloquea TR_4, la disipación de potencia total en cada etapa de vídeo es aproximadamente de 1 W.

PROTECCION CONTRA DESCARGAS DEL TUBO DE IMAGEN

Pueden producirse descargas de MAT en el tubo de imagen en los impulsos de tensión de paso a positivo aplicados a los cátodos del tubo de imagen. El funciona-

miento de TR_4 es similar al funcionamiento de los transistores empleados en los amplificadores de vídeo convencionales y la experiencia ha demostrado que tomando las precauciones usuales no se presentan problemas especiales debidos a descargas en el tubo de imagen. Sin embargo, el transistor TR_3 requiere cierta protección adicional debido a que el impulso de gran amplitud de paso a positivo provocaría la conducción en sentido directo de su unión base-colector, y la unión base-emisor podría destruirse por conducción en sentido inverso. El diodo D_2, junto con el empleo de resistores de protección en el panel de la base del tubo de imagen, evita esta ruptura, limitando la amplitud de cualquier impulso elevado de tensión de paso a positivo al valor de la tensión de alimentación.

MONTAJE DE AMPLIFICADORES EN LA BASE DEL TUBO DE IMAGEN

La carga capacitiva presentada a cada amplificador de vídeo si se monta en la base del tubo de imagen es típicamente de 8 pF. Por tanto, la corriente de pico requerida de cada amplificador es menor que la requerida para un amplificador montado sobre un chasis que tenga, como se ha indicado anteriormente, una carga capacitiva típica de 12 pF, y de este modo puede reducirse la corriente de polarización del amplificador. Sin embargo, la corriente de polarización no se puede reducir en la proporción de 12:8 debido a que el amplificador tiene que suministrar la misma realimentación y las mismas corrientes de haz que antes. Para el montaje en la base del tubo es posible un ahorro de disipación de potencia de hasta un 25%.

APLICACION MONOCROMATICA

Las ventajas que ofrece la disposición complementaria se obtienen también cuando se excitan tubos de imagen monocromática y en receptores diseñados para funcionamiento con batería, el ahorro de energía conseguida es interesante. Dependiendo de las características de la señal de vídeo disponible, todavía podría ser necesaria la tensión de polarización para TR_4. La función de TR_2 en un receptor en color es evitar la diafonía entre los amplificadores *RGB*. Por tanto, TR_2 no es necesario en un receptor monocromático. Podría emplearse una forma simplificada de ajuste de polarización, si fuera necesario. Un transistor seguidor de emisor de vídeo sigue normalmente al detector de vídeo en los receptores monocromáticos y este transistor podría suministrar la excitación de baja impedancia para la etapa complementaria.

COMPONENTES BOBINADOS PARA RECEPTORES DE TELEVISION EN COLOR

REFERENCIA	DENOMINACION	CIRCUITO
AT1062/01	unidad de desviación	tubo de imagen
AT1068/04	unidad de azul lateral	tubo de imagen
AT2063/00	transformador de salida de línea	salida de líneas
AT4040/31	bobina del generador de corriente	corrección N-S
AT4040/38	bobina de segundo armónico	corrección N-S
AT4040/44	bobina de amplitud de parábola	convergencia
AT4040/58	bobina de equilibrio de parábola	convergencia
AT4040/61	bobina de conexión de segundo armónico	convergencia
AT4040/85	bobina de equilibrio	salida de líneas
AT4040/87	bobina de fase	corrección N-S
AT4040/92	bobina de inclinación azul lateral	convergencia
AT4040/93	bobina de parábola azul lateral	convergencia
AT4041/40	transductor	corrección N-S
AT4043/86	bobina puente	salida de líneas
AT4043/87	transformador excitador	salida de líneas
AT4043/88	transformador de centrado	salida de líneas
AT4046/08	unidad de convergencia	convergencia

MOTORES PASO A PASO CON SAA1027

Recientemente se ha introducido una nueva gama de cinco motores paso a paso de cuatro fases que pueden ser excitados directamente por un circuito integrado SAA1027 sin la necesidad de etapas de potencia discretas o redes compensadoras. Tanto el circuito integrado como los motores pueden funcionar a partir de una única alimentación de 12 V. La elevada inmunidad a ruido del circuito integrado hace que el sistema sea particularmente adecuado para ser utilizado en ambientes con ruido eléctrico. El empleo de estos nuevos motores y del circuito integrado hacen disminuir drásticamente el precio y la complejidad de los sistemas que utilizan motores paso a paso y por lo tanto abren nuevas áreas de aplicación al control de motores mediante sistemas digitales.

LOS MOTORES PASO A PASO

Los cinco nuevos motores paso a paso son similares a la gama existente, con los devanados de estator modificados para adaptarlos a la capacidad de salida del circuito integrado SAA1027 (350 mA por fase). En la tabla 1 se dan el par máximo y la velocidad máxima obtenida con estos motores cuando son excitados por el circuito integrado SAA1027.

Tabla 1. Resumen de datos de referencia de los motores.

N.º catálogo	ángulo de avance	par máx. (mNm)	velocidad máx. (pasos/s)
9904 112 04002	7° 30′	12	240
9904 112 05001	7° 30′	65	140
9904 112 06001	7° 30′	45	120
9904 112 07005	7° 30′	5	350
9904 112 08001	15°	43	120

EL CIRCUITO INTEGRADO

El circuito integrado SAA1027 excitador de motores paso a paso está contenido en una cápsula de plástico DIL de 16 patillas; en la figura 1 se muestra éste en forma de diagrama de bloques. El circuito comprende tres etapas de entrada, una sección lógica y una etapa de salida para cada uno de los cuatro devanados del estator del motor. Las tres etapas de entrada son compatibles con lógica de alta inmunidad a ruido para asegurar su funcionamiento correcto en ambientes de alto nivel de ruido eléctrico:

– *La etapa disparadora* acepta trenes de impulsos de entrada e inicia la secuencia de conmutación lógica, y por tanto controla la velocidad de rotación y la posición angular final del eje del motor.
– *La etapa de inhibición* acepta la entrada de un nivel lógico que anula la secuencia de conmutación de la sección lógica y ajusta las etapas de salida a un nivel lógico predeterminado. Esto simplifica la programación de un sistema permitiendo el posicionado previo del eje del motor.
– *La etapa de sentido de giro* a favor o en contra de las agujas del reloj (CW/CCW) acepta un nivel lógico que invierte la secuencia de conmutación de la sección lógica, invirtiendo de este modo la dirección de rotación del eje del motor.

La sección lógica contiene un contador síncrono bidireccional de 4 bits que conmuta las cuatro etapas de salida con la secuencia correcta para hacer que el eje del motor gire a la velocidad y en la dirección dictadas por las etapas de entrada.

Las cuatro etapas de salida conmutan la corriente de alimentación de las cuatro fases del estator del motor. Cada etapa de salida es capaz de conmutar una corriente de 350 mA y está provista de un diodo integrado para protección contra los transitorios producidos por la conmutación de los devanados del estator.

En la tabla 2 se da un resumen de datos del circuito integrado.

EL SISTEMA COMPLETO

En la figura 2 se muestra el sistema práctico completo de excitación de un motor paso a paso y el diagrama de impulsos.

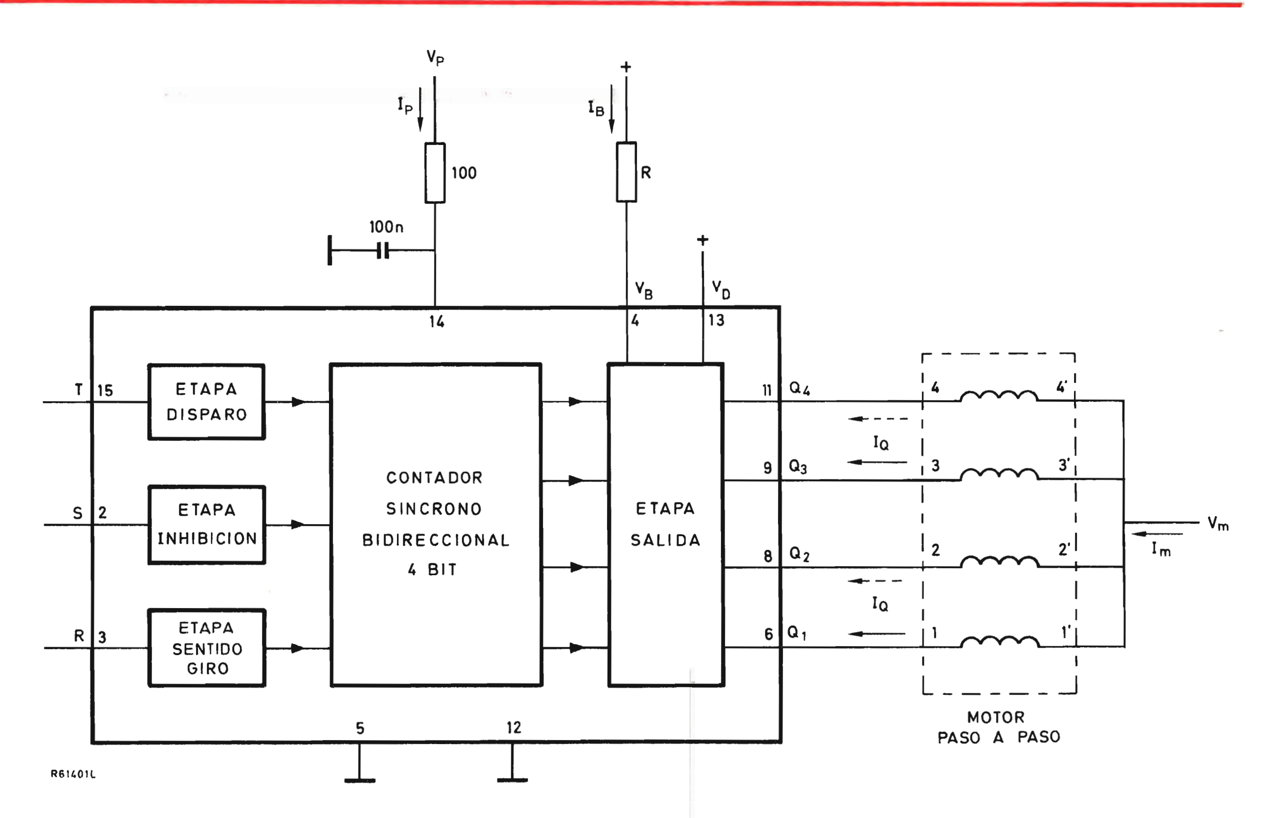


Figura 1. Diagrama de bloques del circuito integrado SAA1027.

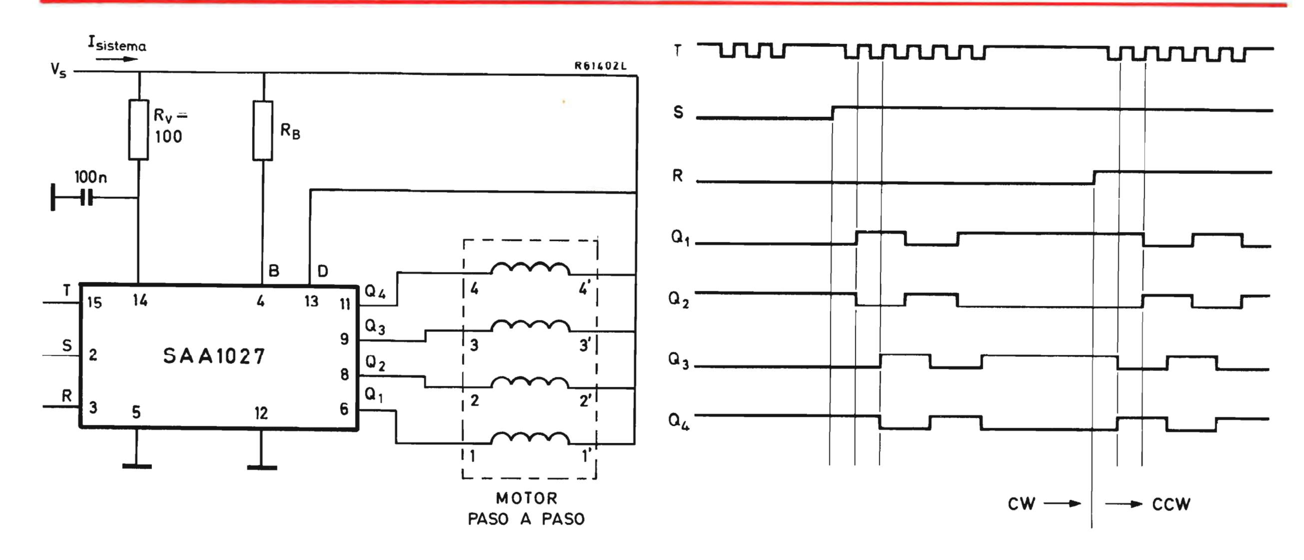


Figura 2. Conexionado y diagrama de impulsos del sistema de excitación.

Requisitos eléctricos

El sistema se alimenta a partir de una única fuente de alimentación de 12 V con una salida de corriente compatible con la excitación del motor. La corriente aplicada a la patilla 4 del circuito integrado puede ajustarse eligiendo el resistor R_B para cada tipo de motor, de la forma indicada en la tabla 3.

Entrada disparadora T

La velocidad de repetición y el número de impulsos aplicados a la patilla 15 del circuito integrado determinan la velocidad de avance y la posición angular final del eje del motor. Los avances se inician en los flancos ascendentes de los impulsos con la secuencia de la tabla 4. El estado "0" de la tabla corresponde al estado lógico de las salidas cuando la entrada de inhibición está funcionando.

Entrada de inhibición S

La secuencia de conmutación de salida puede ajustarse a un estado lógico predeterminado ($Q_1 = L$, $Q_2 = H$, $Q_3 = L$, $Q_4 = H$), aplicando un nivel de tensión BAJO a la patilla 2 del circuito integrado. Esta entrada sólo es efectiva si el nivel de tensión en la entrada disparadora es ALTO. Para conseguir la máxima inmunidad a ruido, hay que conectar esta entrada permanentemente al nivel de tensión ALTO si no se utiliza.

Tabla 2. Resumen de datos del circuito integrado SAA1027.

tensión alimentación	V_P	9,5 V – 18 V
corriente carga (cada salida)	I_Q	350 mA máx.
nivel lógico entrada ALTO	V_{RH}, V_{SH}, V_{TH}	7,5 V – V_P
nivel lógico salida BAJO	V_{RL}, V_{SL}, V_{TL}	0 V – 4,5 V máx.

Tabla 3. Elección del resistor R_B.

motor	valor R_B	I_{total} (mA)
9904 112 04002	470 Ω, 0,33 W	300
9904 112 05001	220 Ω, 0,67 W	620
9904 112 06001	220 Ω, 0,67 W	620
9904 112 07005	620 Ω, 0,33 W	200
9904 112 08001	220 Ω, 0,67 W	620

Tabla 4. Secuencia de conmutación de salida.

S = H									
R = L					R = H				
T	Q_1	Q_2	Q_3	Q_4	T	Q_1	Q_2	Q_3	Q_4
0	L	H	L	H	0	L	H	L	H
1	H	L	L	H	1	L	H	H	L
2	H	L	H	L	2	H	L	H	L
3	L	H	H	L	3	H	L	L	H
0	L	H	L	H	0	L	H	L	H

Entrada de sentido del giro R

La secuencia de conmutación de las salidas del circuito integrado y por tanto el sentido de giro del eje del motor está determinada por el nivel de tensión aplicado a la patilla 3 del circuito integrado. Si el nivel de tensión es ALTO (*H*), el eje del motor girará en el sentido contrario al de las agujas del reloj; si el nivel es BAJO (*L*), el eje girará en el sentido de las agujas del reloj. El nivel de tensión aplicado a la patilla 3 puede cambiarse en cualquier momento independientemente del estado lógico de las otras dos entradas. Para conseguir la máxima inmunidad a ruido, no se debe dejar esta entrada sin conectar si no se utiliza, sino que debe conectarse al nivel de tensión adecuado al sentido de rotación que se desee (a la patilla 14 para giro en sentido contrario a las agujas del reloj; a la patilla 5 para giro en el sentido de las agujas del reloj).

Precauciones necesarias para minimizar los efectos de los transitorios de conmutación

Si se conectan el circuito integrado y el motor a la misma fuente de alimentación, se debe conectar una red *RC* en la línea de alimentación de la parte lógica del circuito integrado para evitar se interrumpa la secuencia de conmutación por causa de los transitorios producidos por la conmutación de los devanados del motor. En las figuras 2 y 3 se muestra esta red, que consta de un resistor de 100 Ω y de un condensador de 0,1 μF. El condensador se debe colocar lo más cerca posible de las patillas 14 y 5 (12) del circuito integrado. La conexión común a los cuatro diodos supresores integrados (patilla 3) y la conexión común a los cuatro devanados del motor deben ser lo más cortas posible.

Minimización de la disipación del circuito integrado

Los cuatro diodos supresores integrados disipan la energía que está almacenada en los devanados del motor cuando las salidas *Q* están desconectadas. Esta disipación (P_D) es diferente para cada motor, como se muestra en las figuras 7 a 11, y se suma a la disipación normal del circuito integrado. Si es necesario reducir P_D para evitar el sobrecalentamiento del circuito integrado, se desconectan los diodos supresores integrados anulando la conexión a la patilla 13, y se conectan cuatro diodos supresores a los devanados del motor como se muestra en la figura 3.

DATOS TECNICOS

Requisitos eléctricos del sistema de excitación

Los diversos parámetros se dan en la figura 1.

Características de la alimentación

– tensión de alimentación del circuito de control	V_P 9,5 – 18 V (12 V típ.)

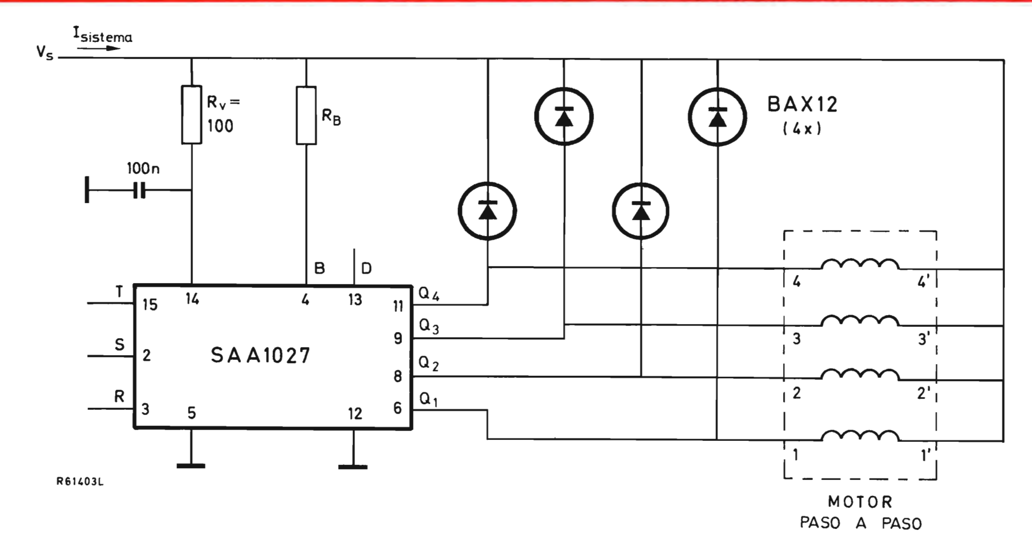


Figura 3. Diodos externos de supresión de impulsos parásitos que se utilizan para reducir la disipación del circuito integrado.

– consumo de corriente del circuito de control para $V_P = 12$ V	I_P 4,5 mA típ.
– corriente de salida	I_B véase figura 4
– tensión de polarización del circuito de salida en la patilla 4	V_B véase figura 5
– tensión de alimentación del motor	V_m 1,5 – 18 V (12 V típ.)
– corriente total del motor	I_m 700 mA máx.
– corriente en un devanado del motor	I_Q 350 mA máx.
– tensión de saturación de los transistores de salida para $I_Q = 350$ mA (patillas 6, 8, 9, 11)	$V_{sat} < 1$ V

Niveles de entrada R, S y T

ALTO	V_{RH}, V_{SH}, V_{TH}	7,5 V a V_P
	I_{RH}, I_{SH}, I_{TH}	1 μA típ.
BAJO	V_{RL}, V_{SL}, V_{TL}	0 – 4,5 V máx.
	I_{RL}, I_{SL}, I_{TL}	–30 μA típ.

Valores límite

Los valores límite están de acuerdo con el sistema de Valores Límite Máximos Absolutos (IEC 134).

Tensiones

– tensión en las patillas 6, 8, 9, 11, 13 y 14	18 V máx.
– tensión de las entradas *R* (patilla 3), *S* (patilla 2) y *T* (patilla 15)	V_P máx.

Corrientes

– corrientes de salida I_{Q1} (patilla 6), I_{Q2} (patilla 8), I_{Q3} (patilla 9) e I_{Q4} (patilla 11)	500 mA máx.
– corriente de polarización en la patilla 4	I_B 90 mA máx.

Resistencia térmica

– de la unión al ambiente	$R_{th\,j\text{-}a}$ 70°C/W
Temperatura de la unión	T_j 125°C máx.

Datos mecánicos del circuito integrado SAA1027

Dimensiones y disposición de las patillas

En la figura 6 se muestran las dimensiones del circuito integrado SAA1027. La disposición de las patillas es la siguiente:

patilla

1 no conectada
2 entrada de inhibición *S*
3 entrada de dirección *R*
4 alimentación de polarización V_B

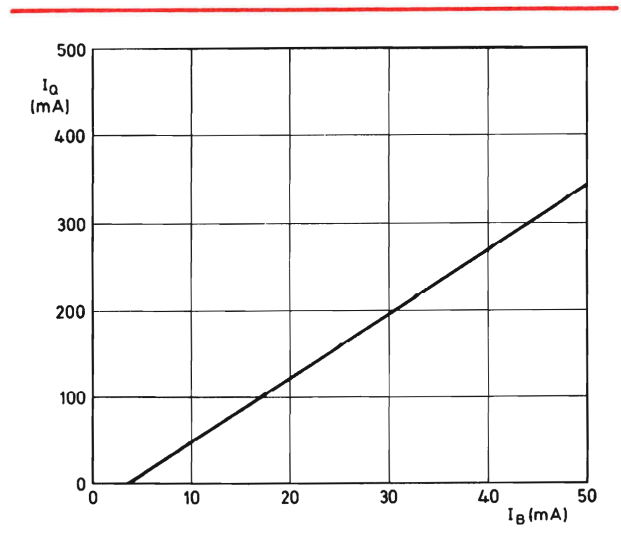


Figura 4. Relación entre la corriente de salida y la corriente de polarización.

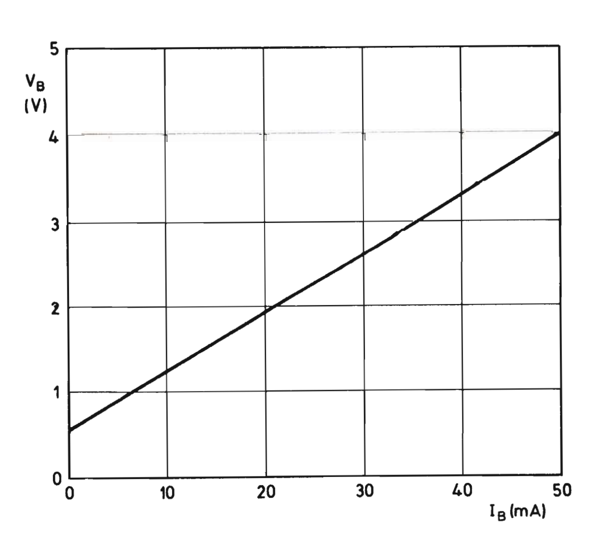


Figura 5. Relación entre la tensión de polarización en la patilla 4 y la corriente de polarización.

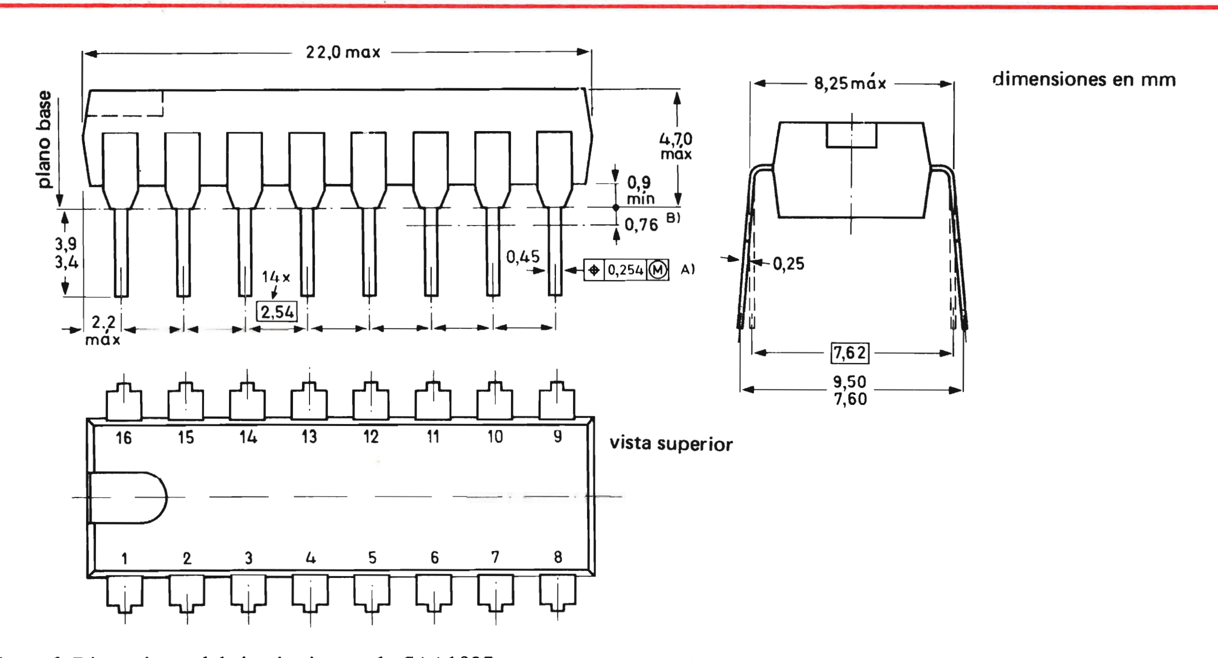


Figura 6. Dimensiones del circuito integrado SAA1027.
A) Las líneas centrales de todas las patillas están dentro de ±0,127 mm de las posiciones nominales mostradas; en el peor caso, el espacio entre dos patillas cualesquiera puede desviarse del nominal ±0,254 mm.
B) Las tolerancias de espaciado de patillas se aplican desde el plano de base hasta la línea indicada.

5 tierra (polo negativo de la alimentación)
6 salida Q_1
7 no conectada
8 salida Q_2
9 salida Q_3
10 no conectada
11 salida Q_4
12 tierra (polo negativo de la alimentación)
13 conexión de los diodos V_D
14 alimentación del circuito de control V_P
15 entrada disparador T
16 no conectada.

Soldadura manual

Aplicar el soldador por debajo del plano de base (o no más de 2 mm por encima de él). Si la temperatura del soldador es inferior a 300°C, no debe estar en contacto con la patilla del circuito integrado más de 10 segundos; si la temperatura del soldador está entre 300°C y 400°C, no debe estar en contacto con la patilla del circuito integrado más de 5 segundos.

Soldadura por inmersión o por onda

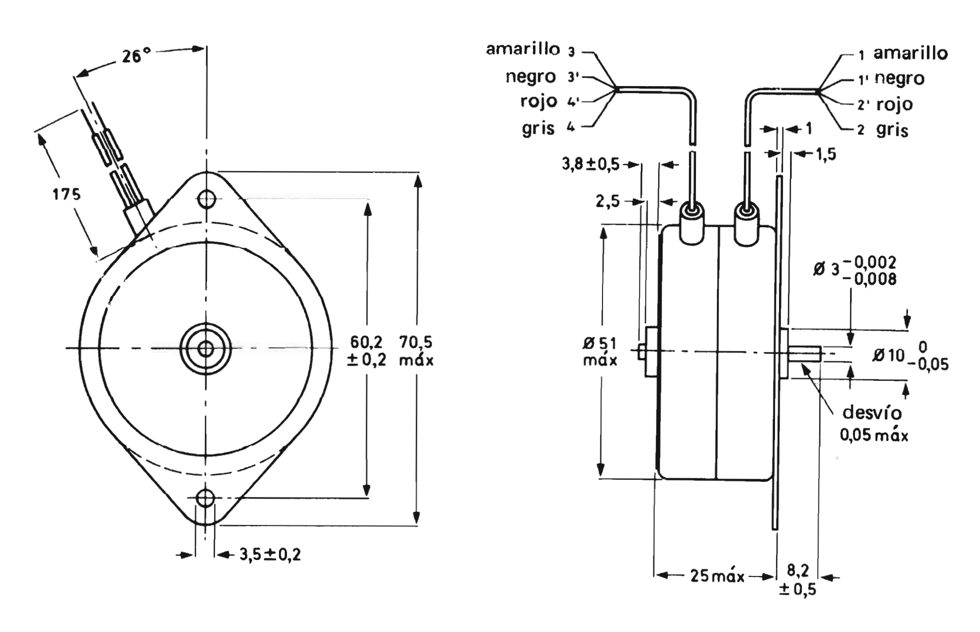
La temperatura máxima del soldador permisible es de 260°C y no debe estar en contacto con las patillas del circuito más de 5 segundos. El tiempo total de contacto de las sucesivas ondas soldadoras no debe ser de más de 5 segundos. El circuito integrado puede estar montado encima del plano base, pero la temperatura de su encapsulado no debe ser superior a la temperatura de almacenamiento máxima especificada. Si se ha precalentado la placa de circuito impreso en la que se monta el circuito integrado, será necesario un enfriamiento forzado inmediatamente después de la soldadura, para mantener la temperatura del circuito integrado dentro del límite especificado.

Reparación de las soldaduras

Las mismas restricciones y precauciones que para la aplicación de soldadura manual.

Características de los motores paso a paso

Cada uno de los cinco motores tiene su propio rendimiento típico si se conecta como se muestra en la figura 2 con el valor de R_B correcto. Las características típicas par/velocidad para los motores bajo estas condiciones, junto con los datos mecánicos acotados aparecen en las figuras 7 a 11.





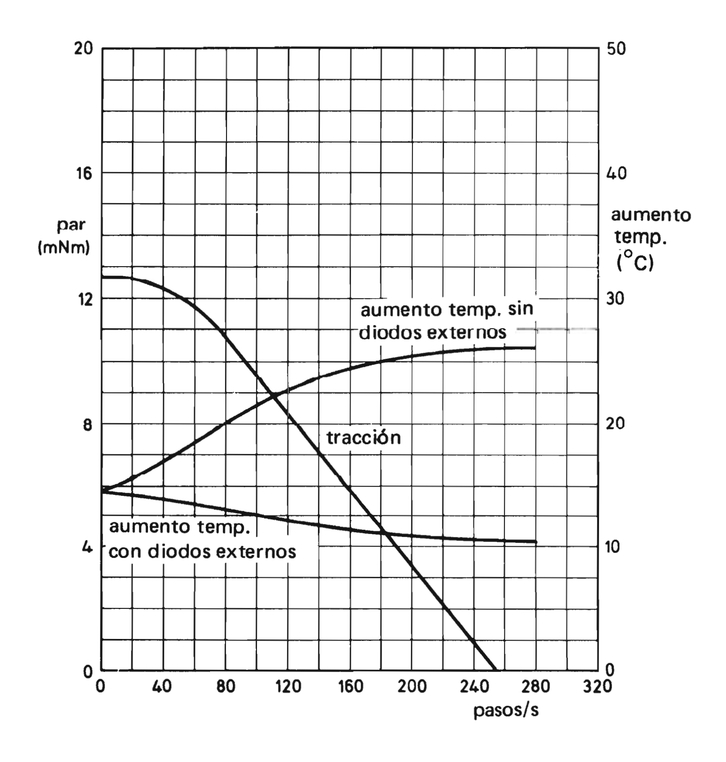
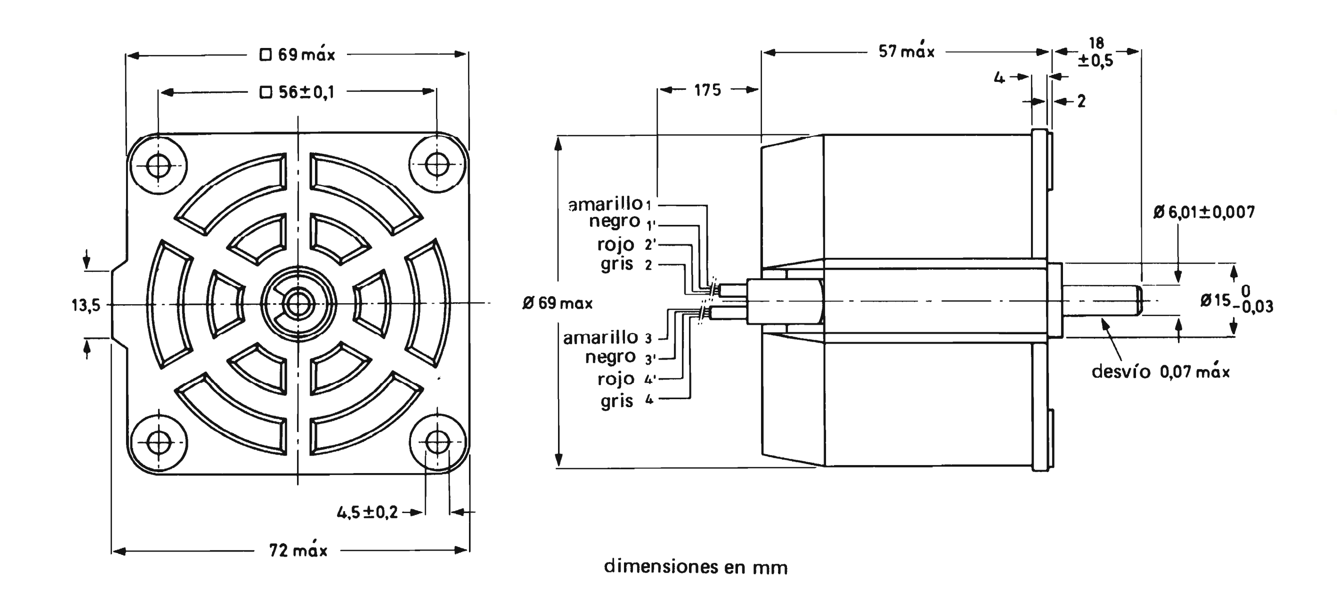


Figura 7. Dimensiones y característica par/velocidad del motor paso a paso tipo 9904 112 04002, y el aumento de temperatura del circuito integrado con y sin diodos externos.



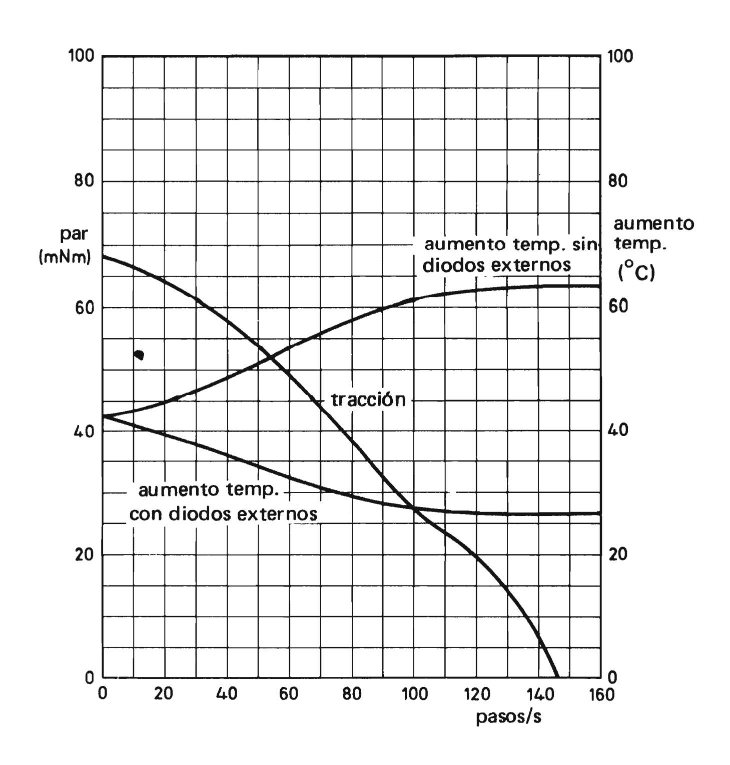
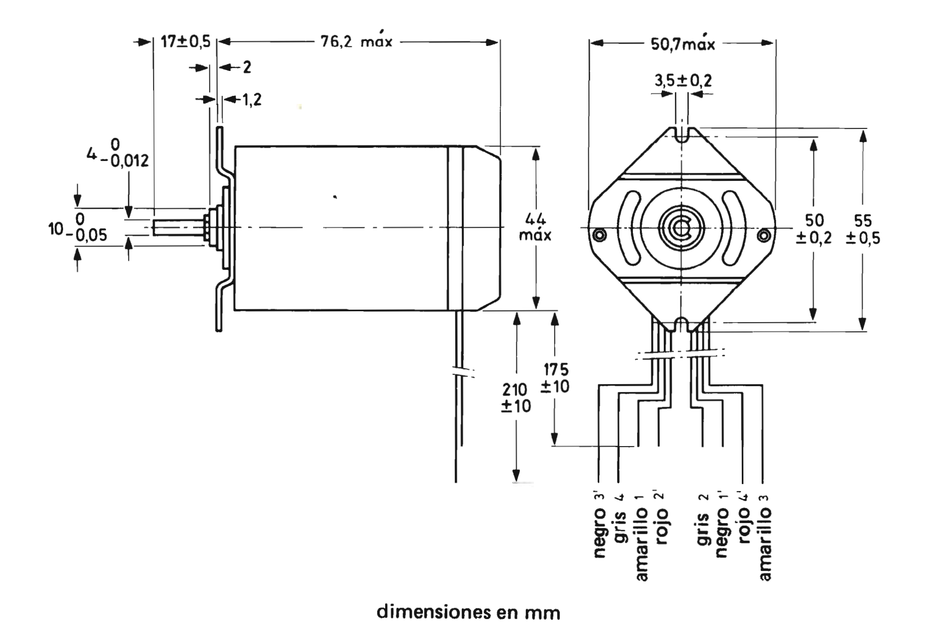


Figura 8. Dimensiones y característica par/velocidad del motor paso a paso tipo 9904 112 05001, y el aumento de temperatura del circuito integado con y sin diodos externos.



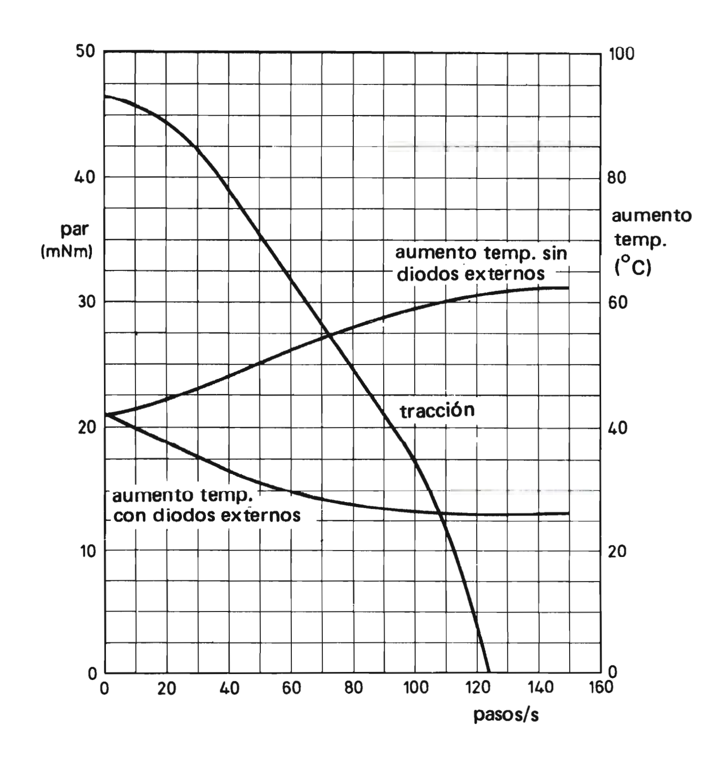
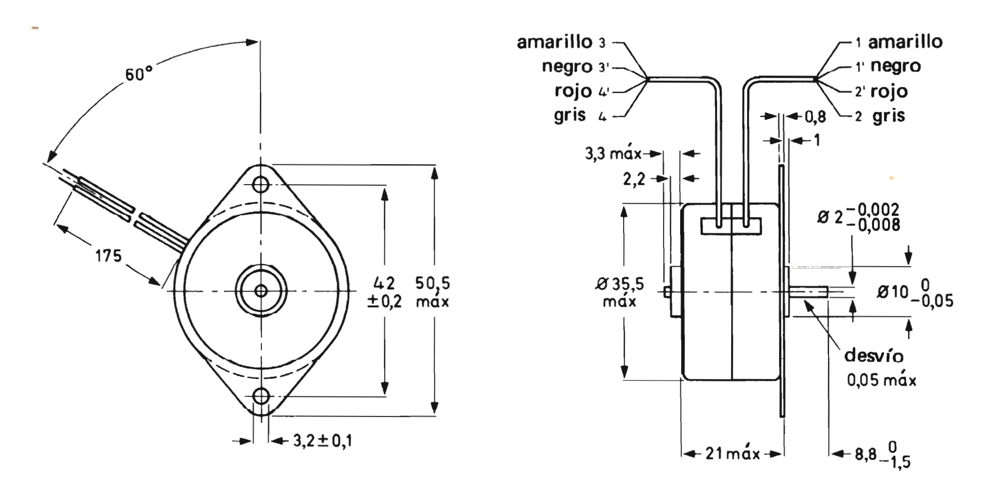


Figura 9. Dimensiones y característica par/velocidad del motor paso a paso tipo 9904 112 06001, y el aumento de temperatura del circuito integrado con y sin diodos externos.



dimensiones en mm

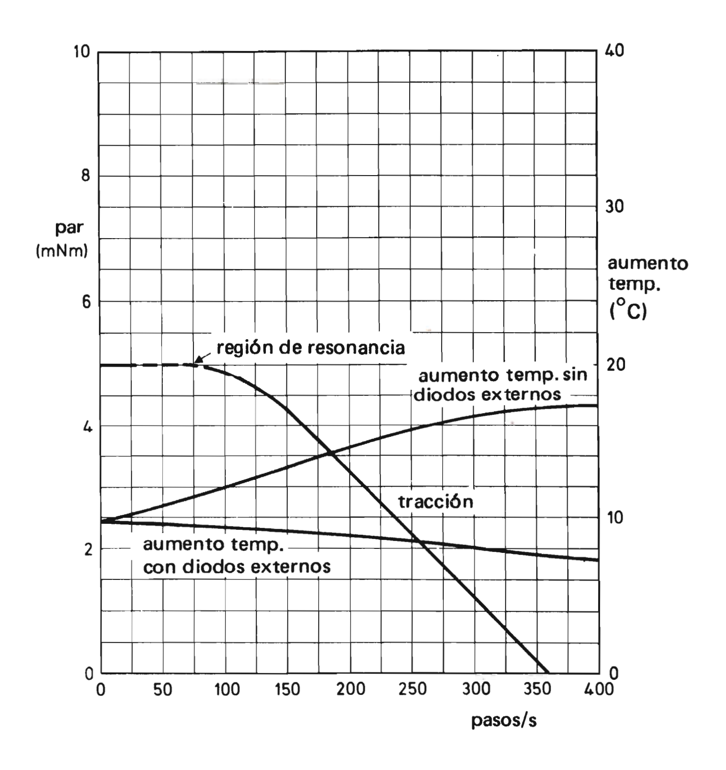
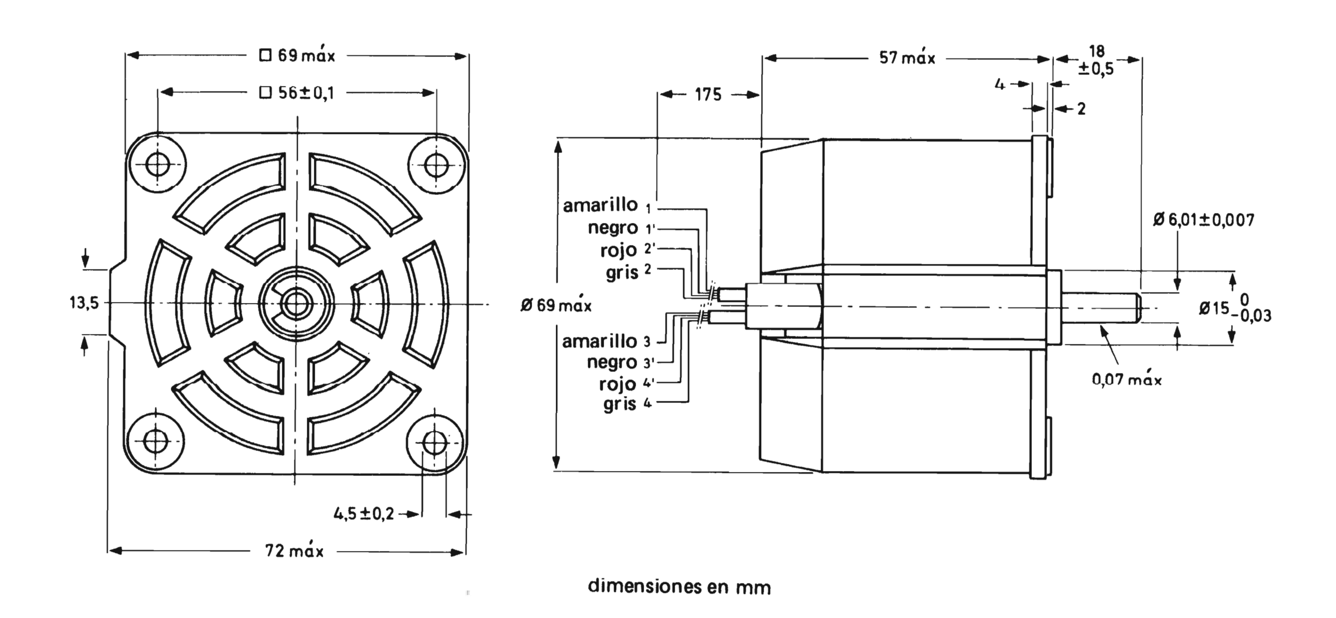


Figura 10. Dimensiones y característica par/velocidad del motor paso a paso tipo 9904 112 07005, y el aumento de temperatura del circuito integrado con y sin diodos externos.



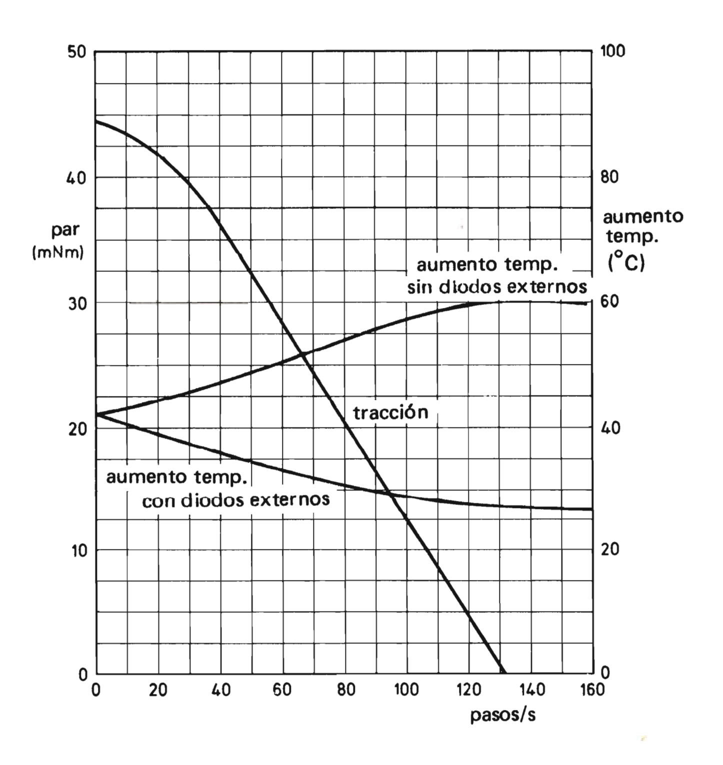
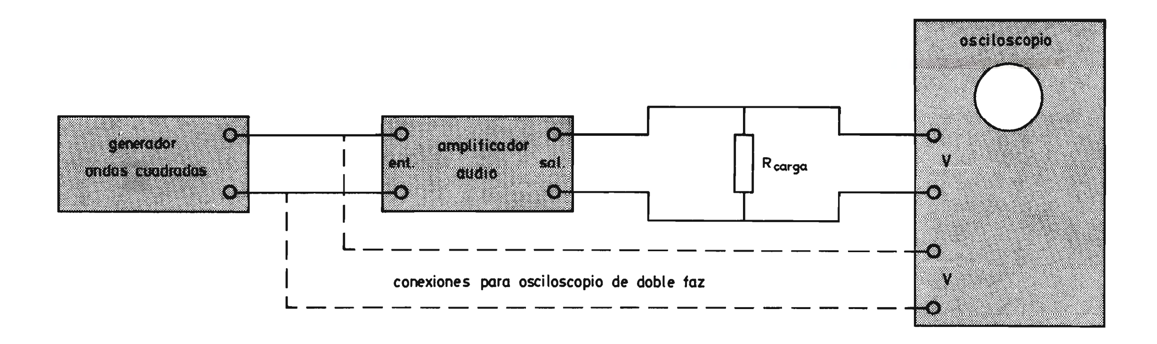


Figura 11. Dimensiones y característica par/velocidad del motor paso a paso tipo 9904 112 08001 y el aumento de temperatura del circuito integrado con y sin diodos externos.

Análisis y pruebas con ondas cuadradas en amplificadores de audio



Respuesta reducida agudos

Respuesta deficiente agudos

Respuesta reducida bajos

Respuesta deficiente bajos

Acentuación agudos

Sobreimpulso agudos

Ganancia reducida bajos

Ganancia acentuada bajos

Desplazamiento fase bajos (adelanto)

Desplazamiento fase bajos (retraso)

Acentuación banda estrecha

Atenuación banda estrecha

Oscilaciones transitorias

Respuesta global deficiente

TRANSISTORES PARA FUENTES DE ALIMENTACION CONMUTADAS

Se dan las características de los nuevos transistores ***BUX80/82/84/86*** *que están diseñados especialmente para fuentes de alimentación conmutadas y se resaltan las ventajas e innovaciones tecnológicas que incorporan.*

Características de los transistores para fuentes de alimentación conmutadas

Las fuentes de alimentación conmutadas son cada vez más utilizadas debido a que con ellas se consigue una considerable reducción de volumen y peso junto con un mayor rendimiento, en comparación con las fuentes de alimentación convencionales. Existen varios circuitos adecuados para ser utilizados en fuentes de alimentación conmutadas, pero la mayoría de los utilizados en Europa actualmente tienen en común la rectificación, el filtrado y el troceado de la entrada de la tensión de red de 50 Hz. Este troceado (normalmente a una frecuencia superior a 20 Hz) se consigue por medio de un transistor de conmutación de alta tensión, que puede ser considerado como el corazón de una fuente de alimentación conmutada.

Los transistores diseñados especialmente para esta función deben cumplir los siguientes requisitos:

- deben soportar una tensión superior a la máxima tensión de red rectificada (sin carga ésta es de 340 V para la red de 220 V y 375 V para la red de 240 V);
- la tensión de saturación para la carga nominal debe ser pequeña para reducir la disipación;
- los tiempos de conmutación deben ser cortos para conseguir que las pérdidas de conmutación sean aceptables.

Los transistores de las series BDY93/94 y BDY96/97 cumplen estos requisitos, pero el continuo desarrollo ha dado lugar a una nueva generación de transistores de conmutación, la formada por los tipos BUX80/82/84/86, que incorporan las siguientes innovaciones tecnológicas.

- La pasivación con vidrio combinada con la construcción mesa, mejora mucho la estabilidad y permite encapsularlos en plástico (BUX84/86) sin pérdida de fiabilidad.
- Una nueva técnica de soldadura capilar permite una reducción de la resistencia térmica y como consecuencia un aumento de la disipación permisible.
- Las tensiones límite de todos los tipos aumentan a V_{CESM} = 800 V, V_{CEO} = 400 V, lo que permite el funcionamiento directo a partir de tensiones de red superiores a 240 V.
- Los tiempos de conmutación se han reducido fuerte-

mente: el tiempo de caída especificado t_f es menor de 1 μs a T_{mb} = 95°C para todos los tipos funcionando bajo condiciones típicas.
– Un resistor difundido en la base mejora la distribución de corriente de modo que el área de funcionamiento de seguridad es superior al doble (véase figura 1).

En la tabla 1 figura un resumen de las características de esta nueva serie. Obsérvese que los tiempos de conmutación se especifican para una temperatura real de la base de montaje de 95°C, ya que al ser éstos dependientes de la temperatura, sus valores para T_{mb} = 25°C no son adecuados para calcular las pérdidas de conmutación.

La tabla 2 muestra el campo típico de aplicación para cada transistor de la nueva serie. En la figura 2 se muestra el tipo de convertidor más adecuado y el transistor de la serie BUX más adecuado para diferentes tensiones y potencias de salida.

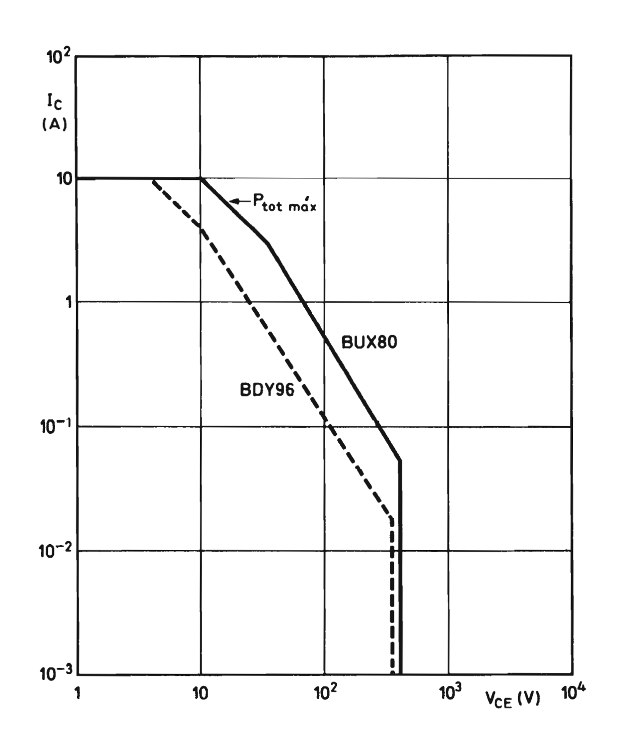


Figura 1. Comparación del área de funcionamiento de seguridad del transistor BDY93 (curva a trazos) y la del nuevo transistor de conmutación de alta tensión BUX80. Este diagrama simplificado muestra sólo la región I (funcionamiento en c.c. permisible).

Interpretación de las características de los transistores para fuentes de alimentación conmutadas

Los parámetros del transistor son, por supuesto, una información necesaria e importante para el diseño de fuentes de alimentación conmutadas. Los parámetros que aparecen en las hojas de características de los transistores de conmutación para fuentes de alimentación conmutadas son los necesarios específicamente para este

Tabla 1. *Resumen de datos de la gama de transistores BUX.*

	unidad	BUX80	BUX82	BUX84	BUX86
V_{CESM} máx	V	800*	800*	800*	800*
V_{CERM} máx	V	500	500	–	–
V_{CEO} máx	V	400	400	400	400
I_C máx (d.c.)	A	10	5	2	0,5
I_{CM} máx	A	15	8	3	1
I_{CES} at T_j = 125 °C	mA	3	2	1,5	1
P_{tot} máx	W	100	60	40	20
I_C/I_B for $V_{CE\,sat}$ < 1,5 V	A/A	5/1	2,5/0,5	0,3/0,03	0,1/0,01
I_C/I_B for $V_{CE\,sat}$ < 3 V	A/A	8/2,5	4/1,25	1/0,2	0,2/0,02
$R_{th\,j\text{-}mb}$	°C/W	1,1	1,65	2,5	5
t_f (95 °C)	μs	<0,8	<1	<1	<1
t_f (25 °C)	μs	0,3 típ.	0,3 típ.	0,3 típ.	0,3 típ.
encapsulado		TO-3	TO-3	TO-220	SOT-32

* están disponibles tipos de 1000 V.

Tabla 2. *Aplicaciones típicas de los transistores BUX.*

tipo	potencia de salida de la fuente de alimentación	aplicación típica
BUX80	500 W, or 1000 W con dos en paralelo*	computadores (alimentaciones de circuitos TTL); fuentes de alimentación
BUX82	250 W	computadores de oficina y terminales de datos equipo de laboratorio fotográfico; proyectores de películas y de diapositivas
BUX84	80 W	pequeños computadores de oficina; cajas registradoras centralitas telefónicas privadas
BUX86	15 W	calculadores mesa; instrumentos portátiles; equipos medida

*Pueden conectarse transistores del mismo tipo en paralelo sin utilizar resistores igualadores de corriente.

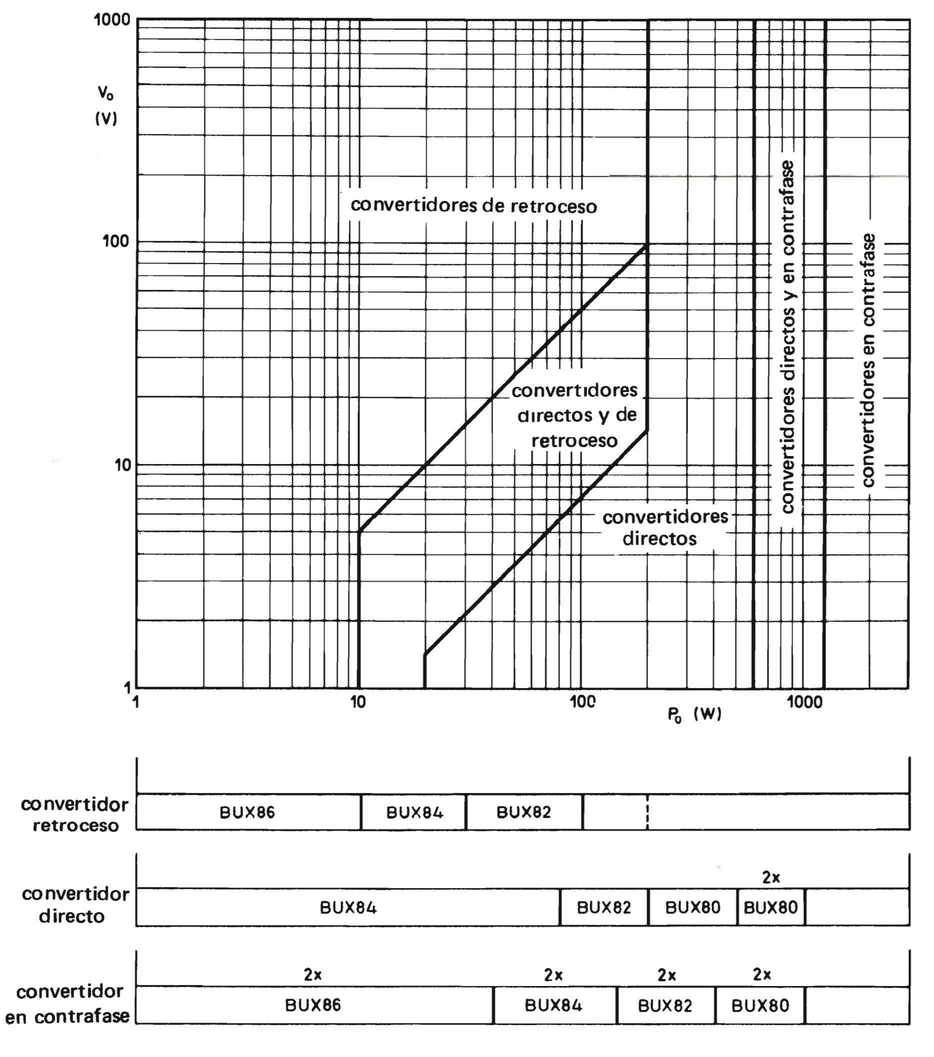


Figura 2. Elección del convertidor adecuado en función de la tensión de salida V_O y de la potencia de salida P_O. Las escalas que aparecen debajo del gráfico muestran qué transistores BUX son los adecuados para diferentes niveles de potencia de salida y los diferentes tipos de convertidor. Con un diseño muy elaborado del circuito y un gran número de transistores se pueden conseguir potencias de salida más elevadas.

fin y son, por tanto, algo diferentes de los parámetros que se dan para transistores de potencia que se utilizan en circuitos lineales. Para facilitar la interpretación de los datos de los transistores para fuentes de alimentación conmutadas, este artículo estudia con detalle un conjunto típico, los pertenecientes al tipo BUX80.

Las hojas de características proporcionan en primer lugar el tipo, una descripción corta de su tecnología y sus principales aplicaciones así como los datos mecánicos. También se da en ellas una selección de datos eléctricos llamada "resumen de datos de referencia" que permiten al diseñador comparar un transistor con otro.

A continuación se dan los valores límite, que son los valores que no deben sobrepasarse nunca. Los valores límite se especifican de acuerdo con el "Sistema Máximo Absoluto", descrito en la norma IEC número 134.

Valores límite máximos absolutos

$V_{CESM\ máx}$

En una fuente de alimentación conmutada, el paso a bloqueo del transistor da lugar a un impulso de tensión colector-emisor igual al doble de la tensión de c.c. de entrada más una tensión adicional debida a la oscilación transitoria. La tensión total no debe exceder el valor límite V_{CESM}. (El sufijo "S" –para "cortocircuito"– se refiere a la baja impedancia externa base-emisor que debe estar presente durante el paso a bloqueo del transistor.)

$V_{CERM\ máx}$

Esta tensión de c.c. es la que se permite tener entre colector y emisor si se conecta cierta resistencia entre base y emisor; para el transistor BUX80 esta resistencia es de 50 Ω como máximo y de 100 Ω como máximo para el BUX82. En circuitos autooscilantes, la máxima tensión de entrada sin carga puede aparecer en el colector si el circuito no arranca inmediatamente después de su conexión a la red.

$V_{CEO\ máx}$

Este valor limita el área de "funcionamiento directo" del transistor. Para el valor de tensión $V_{CEO\ máx}$, la corriente de colector debe ser cero. (Todas las condiciones de funcionamiento del transistor dentro de los límites de $I_{CM\ máx}$ y $V_{CEO\ máx}$ se definen como de "funcionamiento directo" con relación a las condiciones de polarización de base.)

$I_{C\ máx}$

Se conocen y se han publicado las características del transistor para corrientes de colector de c.c. superiores al máximo valor permisible $I_{C\ máx}$. El límite está definido por las propiedades de la pastilla que forma el transistor.

$I_{CM\ máx}$

La máxima corriente de pico permisible $I_{CM\ máx}$ se especifica normalmente junto con un límite de tiempo. Este valor límite de corriente máxima de pico es muy inferior al de fusión interna del emisor.

$I_{B\ máx}$

Este valor se define como la corriente de base necesaria para que el transistor se sature bajo condiciones normales de funcionamiento.

$I_{BM\ máx}$

Este valor límite se especifica bajo condiciones de sobrecarga. Viene determinado por el valor de la corriente de fusión de la conexión interna del emisor, de acuerdo con la ecuación $I_B + I_C = I_E$ y debido a las elevadas corrientes de colector que pueden presentarse para corrientes de base elevadas.

$-I_{BM\ máx}$

Una corriente de base negativa es necesaria para la rápida extracción de portadores de carga de la región de base del transistor, logrando así un rápido paso a bloqueo. El valor de $-I_{BM\ máx}$ especificado no debe excederse nunca.

$-I_{B(AV)\ máx}$

El funcionamiento en condiciones de ruptura de la unión base-emisor de transistores de pequeña señal puede producir variaciones de las características. Este no es el caso de los transistores de potencia, siempre que la corriente de ruptura sea relativamente baja. La gama de transistores de potencia BUX80 ha sido sometida a pruebas de vida con el valor de $-I_{B(AV)}$ especificado y sus parámetros permanecen invariables; no obstante, no se debe permitir nunca que el valor de $-I_B$ medio sea superior a $-I_{B(AV)\ máx}$ un tiempo superior a 20 ms.

$P_{tot\ máx}$

Ya que la disipación total del transistor viene determinada por una temperatura de la base de montaje arbitrariamente elevada (40°C para el BUX80, 50°C para el BUX82), el valor de $P_{tot\ máx}$ es algo bajo. Se podría especificar $P_{tot\ máx}$ para $T_{mb} = 25°C$, pero no sería muy útil porque en la práctica se encuentran temperaturas de la base de montaje elevadas, del orden de 95°C con un buen disipador. El área de funcionamiento de seguridad (SOAR) del transistor se define a la misma temperatura de la base de montaje que P_{tot} para evitar al diseñador el trabajo de construir esta gráfica a la temperatura de funcionamiento.

T_{stg}

El margen de temperatura de almacenamiento permisible se comprueba continuamente mediante pruebas de vida. Si los transistores están almacenados a estas temperaturas, los parámetros no variarán.

$T_{j\ máx}$

Debe existir un margen de seguridad entre la máxima temperatura de la unión y la temperatura de fusión de la soldadura de la pastilla y de las conexiones, para evitar su degradación.

$R_{th\ j\text{-}mb}$

El valor especificado de resistencia térmica entre la unión y la base de montaje se determina de la siguiente forma. Se miden muestras de fabricación representativas, se halla el valor de $R_{th\ j\text{-}mb}$ para la peor muestra bajo las peores condiciones y se añade después un margen de seguridad. El valor máximo de resistencia térmica se presenta normalmente bajo las mismas condiciones que determina el límite de la gráfica SOAR. En puntos dentro de la gráfica SOAR, el valor para el transistor BUX80 es algo inferior a 1°C/W. Se especifica un valor peor (1,1 °C/W para el BUX80, 1,65°C/W para el BUX82) para utilizarlo en el cálculo de circuitos teniendo en cuenta el peor caso más desfavorable.

Características

Esta información del transistor es necesaria para el diseño de un circuito.

I_{CES}

La corriente de fugas está especificada a una temperatura de 125°C, la estabilidad de este valor se comprueba continuamente durante las pruebas de vida. No se espera que en la práctica se presente una temperatura de unión superior a 125°C junto con una tensión máxima colector-emisor. El valor especificado para 25°C es útil sólo para comparación.

h_{FE}

Se da la ganancia de corriente para caracterizar al transistor y para poder compararlo. Para circuitos de conmutación, este valor no se utiliza en la práctica.

I_{EBO}

Se da el valor I_{EBO} para un valor establecido de V_{EB} para caracterizar el diodo base-emisor.

$V_{CE\ sat}$

Se especifican dos valores máximos para la tensión de saturación a 25°C. Las corrientes de colector para las que se dan estas tensiones definen los límites del área de uso práctico del transistor. Dentro de este margen se permite la interpolación lineal.

$V_{BE\ sat}$

Si se utiliza la excitación por tensión, la tensión de la base debe ser superior que el valor máximo especificado de $V_{BE\ sat}$. Sin embargo, para circuitos que utilizan excitación por corriente, el valor de $V_{BE\ sat}$ se puede despreciar.

$V_{CEO\ sust}$; $V_{CER\ sust}$

Estas son las tensiones que el transistor puede soportar durante un tiempo especificado, a una temperatura especificada y con un circuito especificado; es decir, con la base en circuito abierto ($V_{CEO\ sust}$), y con la base conectada al emisor mediante una resistencia especificada ($V_{CER\ sust}$). El valor de $V_{CEO\ sust}$ se ha medido a una corriente de colector de 100 mA y es uno de los límites del SOAR. El funcionamiento del transistor a tensiones

de colector-emisor próximas a los límites exteriores de la gráfica SOAR debe estar siempre sujeto a la aprobación del fabricante.

f_T

La frecuencia de transición (especificada a baja corriente) no tiene significado en el diseño de circuitos de conmutación y se da sólo para comparación. Para el diseñador es mucho más importante conocer las características del tiempo de conmutación del transistor.

t_{on}

La especificación de t_{on} ayuda al diseñador a calcular la disipación durante el paso a conducción.

t_f

El tiempo de bajada aumenta con la temperatura; por tanto, es útil especificar este valor a la temperatura de la base de montaje previsible (95°C). En un circuito bien diseñado esto lleva a temperaturas de funcionamiento de la unión inferiores a 125°C.

t_s

Es necesario conocer el tiempo de almacenamiento para un diseño adecuado del circuito de base. En las hojas de características se dan las formas de onda con las que definen los tiempos de conmutación y el circuito con el que éstas se obtienen.

Finalmente, para facilitar el diseño del circuito se dan en forma gráfica las características del transistor tales como SOAR, h_{FE}, $V_{CE\,sat}$.

CONTROLADOR UNIVERSAL TRIFASICO

En este artículo se describe un controlador trifásico provisto de circuitos bloque NORBIT que acepta cualquier carga eléctrica.

Introducción

Los controladores universales, como el que se describe en este artículo, son los que proporcionan un buen rendimiento con cualquier carga eléctrica. Diseñado para una entrada de red trifásica, este controlador emplea tiristores en antiparalelo en cada fase e incorpora NORBITS para generar las diversas funciones de disparo requeridas. A continuación se enumeran sus características.

- Control lineal del ángulo de fase obteniendo un margen de control desde potencia nula hasta potencia total.
- No es susceptible a la secuencia de fase.
- No presenta interferencias de R.F. con carga total.
- Puntos de sincronización derivados de las tensiones entre fases (tensiones entre fase y neutro no siempre disponibles).
- Es posible el funcionamiento con alimentación de 50 Hz o 60 Hz.
- La carga puede ser inductiva o capacitiva, conectada en estrella o triángulo.

Es digno de mención el hecho de que un controlador de triac falla en el control de una corriente de carga en avance; en cuanto se invierte la corriente (antes del paso por cero de la tensión de red, véase la figura 1) el triac sigue conduciendo en su cuadrante opuesto.

El controlador es del tipo de control de fase (control de potencia continua) y sus principales aplicaciones son las siguientes.

- Control de potencia en general (calor, iluminación).
- Control de transformador con rectificador o carga de c.a. en el secundario.
- Control de velocidad de motor asíncrono.

Funcionamiento del controlador

Esquema básico

Se elige un sistema completamente controlado, es decir, con tiristores en cada fase, porque no genera una componente de c.c. en una carga del transformador a pesar de las desviaciones entre los ángulos de disparo de diferentes fases o diferencias entre las tensiones de fase. La figura 2 muestra el esquema básico del controlador. Los circuitos bloque NORBIT se montan en placas de circuito impreso de disparo *R*, *Y* y *B* para obtener una

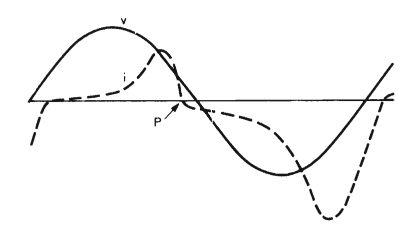


Figura 1. Corriente asimétrica en un motor sin carga. El control del triac fallaría en el punto P.

disposición compacta, y las tensiones entre fases (reducidas a 17 V) son para sincronizar el sistema de disparo. Con objeto de limitar las tensiones transitorias de conmutación a un nivel seguro, se disponen redes *RC* a través de los tiristores. Las autoinducciones L_s en serie reducen la interferencia de la red generada por el controlador y evitan una excesiva di/dt en la conexión.

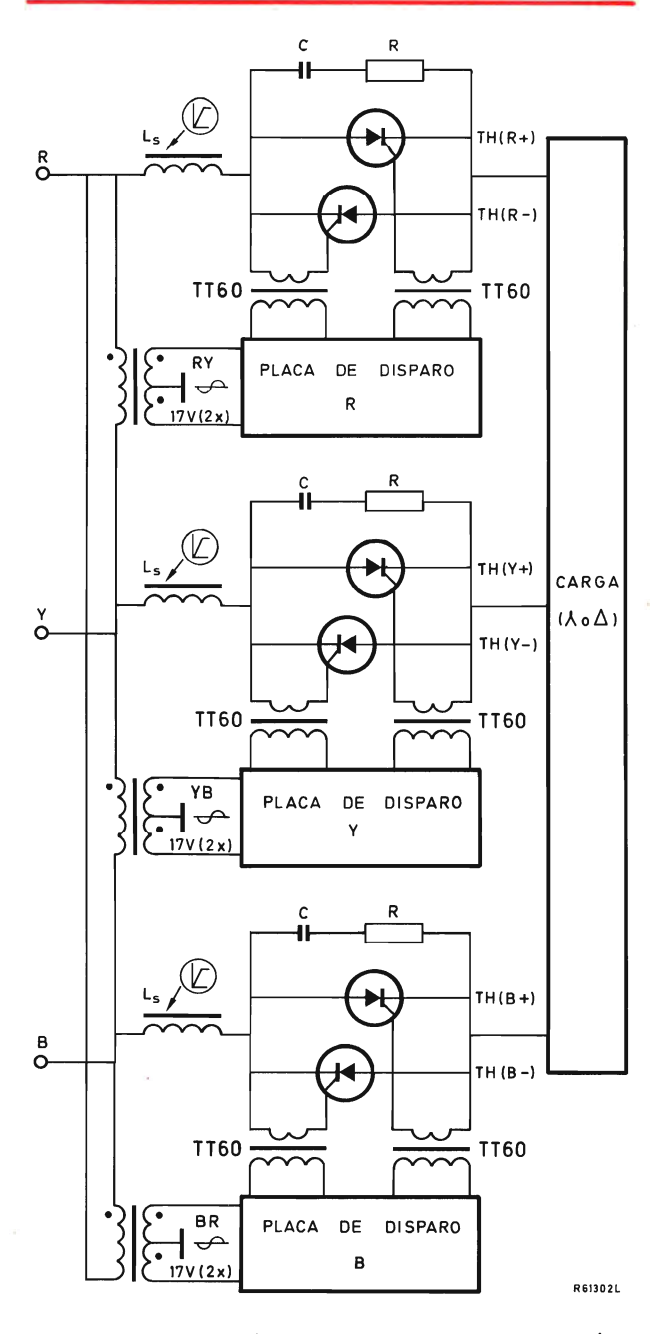


Figura 2. Esquema básico del controlador universal trifásico. $C = 0{,}1\ \mu$F, 1600 V c.c.; $R = 33\ \Omega$, 2 W.

Esquema de disparo

El circuito genera impulsos de disparo de 40 kHz sostenidos, obtenidos de un generador de impulsos central.

No se puede hacer que el tiristor *TH*(*R*+) conduzca hasta que su tensión de fase V_R pase a positiva. Este instante se indica con t_0 en la figura 3 que muestra el esquema del impulso de disparo producido por el controlador para el ángulo de disparo igual a 120°. En t_4, *TH*(*R*+) es disparado simultáneamente con *TH*(*Y*–) y para una carga resistiva estos tiristores se han de descebar en t_5 cuando se invierte la tensión entre fases V_{RY}. Análogamente, *TH*(*R*+) y *TH*(*B*–) disparados simultáneamente en t_6 se descebarán en t_7 cuando se invierte la polaridad de V_{RB}. Así, cada tiristor conduce dos veces por ciclo de c.a. El último punto de conducción de *TH*(*R*+) se produce justamente antes de t_7 cuando la tensión de fase V_R se hace más negativa, pero como es evidente, el margen requerido del ángulo de disparo se extiende desde t_0 hasta t_5 (margen de 150°). Esto se ve también en la figura 4 que muestra, para varios valores de ν, los impulsos de disparo (*TH*(*R*–)) generados por el sistema de control, así como las funciones de tiempo de corriente de *TH*(*R*+). A pesar del disparo en 0°, nominalmente el tiristor no empezará a conducir hasta aproximadamente 10° después del paso por cero de V_R, debido a los inevitables retrasos en el sistema de disparo. Las funciones en escalón resultantes en la corriente del tiristor producen interferencias de R.F. que se evitan me-

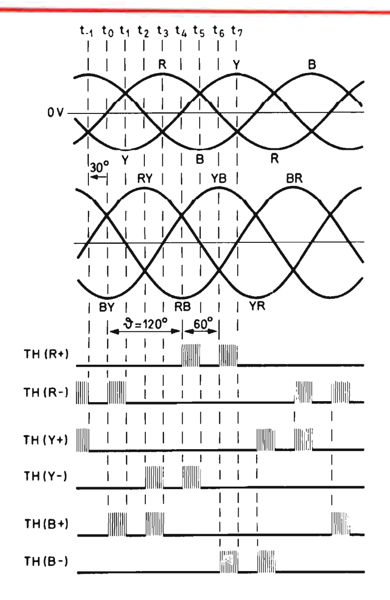


Figura 3. Esquema de disparo para ángulo de disparo de 120°. *RY*: $v_R > v_Y$; *YR*: $v_Y > v_R$, etc.

diante el disparo prematuro ($\vartheta_{mín}= -30°$; instante t_{-1}). En el último caso se producirán corrientes puramente senoidales. (La ventaja de la sincronización entre fases consiste en que se puede obtener un ángulo de disparo negativo.)

La secuencia de fase no influye en el funcionamiento del circuito. Como se ve en la figura 3, las condiciones de disparo para $TH(R+)$ y $TH(R-)$ se expresan con las siguientes ecuaciones lógicas:

Disparador $TH(R+)$ = P(RY + RB),

Disparador $TH(R-)$ = P(YR + BR),

donde RY significa $v_R > v_Y$, etc., y P representa los impulsos de disparo de 40 Hz. El intercambio entre las fases Y y B no afecta a la validez de dichas expresiones. El mismo argumento se aplica a las condiciones de disparo de los otros tiristores.

Control de potencia

La figura 5 muestra las características de control de potencia del controlador universal trifásico para una carga resistiva.

El tiristor se elige a partir de la tabla 1.

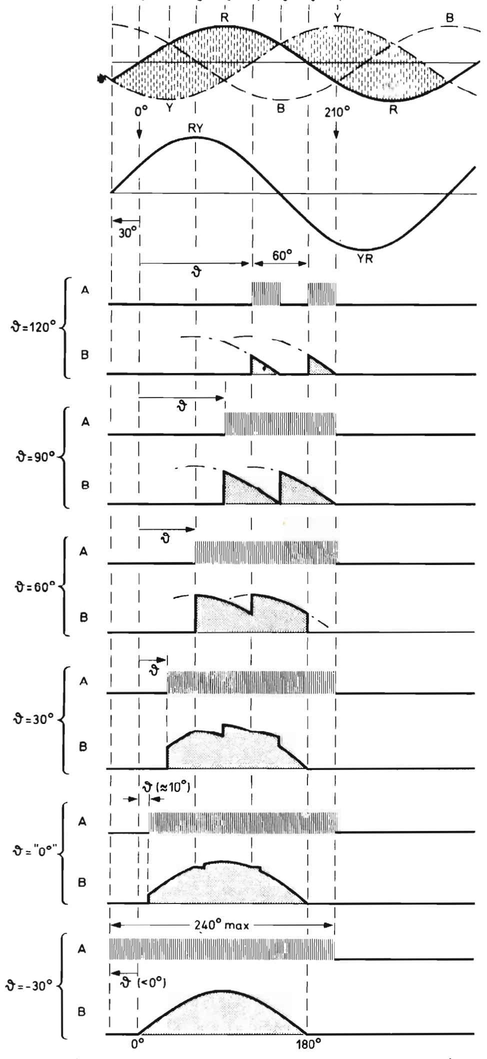


Figura 4. Formas de onda para el tiristor $TH(R+)$:
A = impulsos de disparo producidos en el controlador.
B = corriente del tiristor para carga resistiva.
ϑ es el ángulo de disparo.
Los instantes t_{-1} a t_7 corresponden a la figura 3.

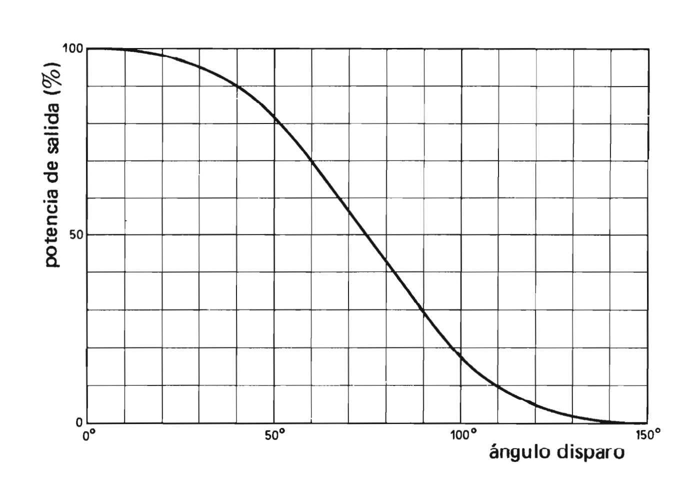


Figura 5. Potencia de salida en función del ángulo de disparo para una carga resistiva.

Tabla 1.

V_{LL} (V)	tipo de tiristor	$I_{T(AV)\,máx}$ (A)	$P_{máx}$* (kW)
380	BTW42-1000R	9	13
420	BTW42-1200R	9	14,5
380	BTW47-1000R	14	20,5
420	BTW47-1200R	14	22,5
380	BTW92-1000R	20	29
420	BTW92-1200R	20	32
380	BTW24-1000R	35	51
420	BTW24-1200R	35	56
380	BTW23-1000R	90	130
420	BTW23-1200R	90	145

* $P_{máx} = \pi\, V_{LL}\, I_{T(AV)máx} \sqrt{1,5}$, donde V_{LL} = tensión entre fases e $I_{T(AV)máx}$ = corriente media nominal del tiristor.

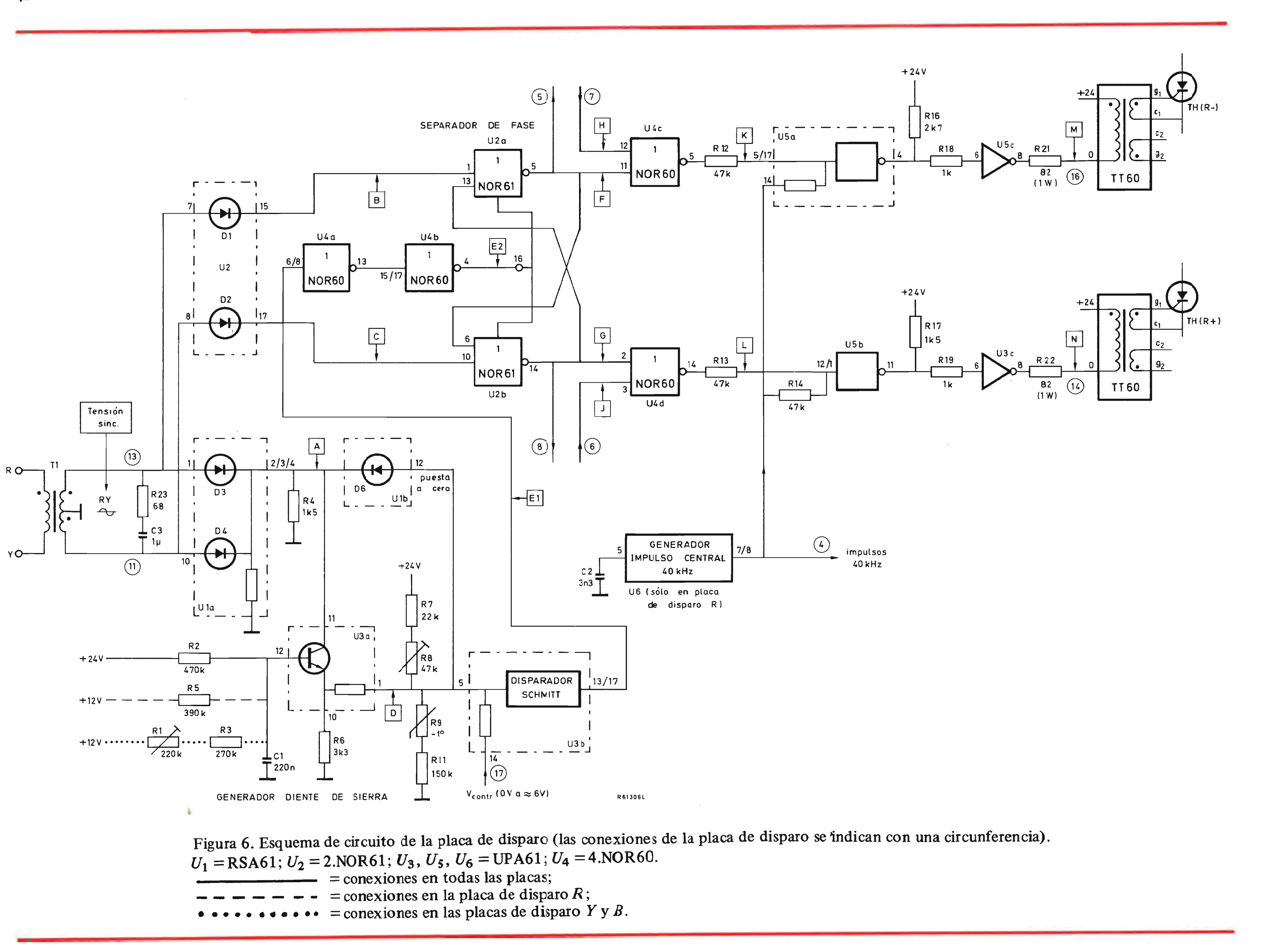


Figura 6. Esquema de circuito de la placa de disparo (las conexiones de la placa de disparo se indican con una circunferencia).
U_1 = RSA61; U_2 = 2.NOR61; U_3, U_5, U_6 = UPA61; U_4 = 4.NOR60.
——————— = conexiones en todas las placas;
– – – – – – – = conexiones en la placa de disparo *R*;
• • • • • • • • • • = conexiones en las placas de disparo *Y* y *B*.

Placas de disparo

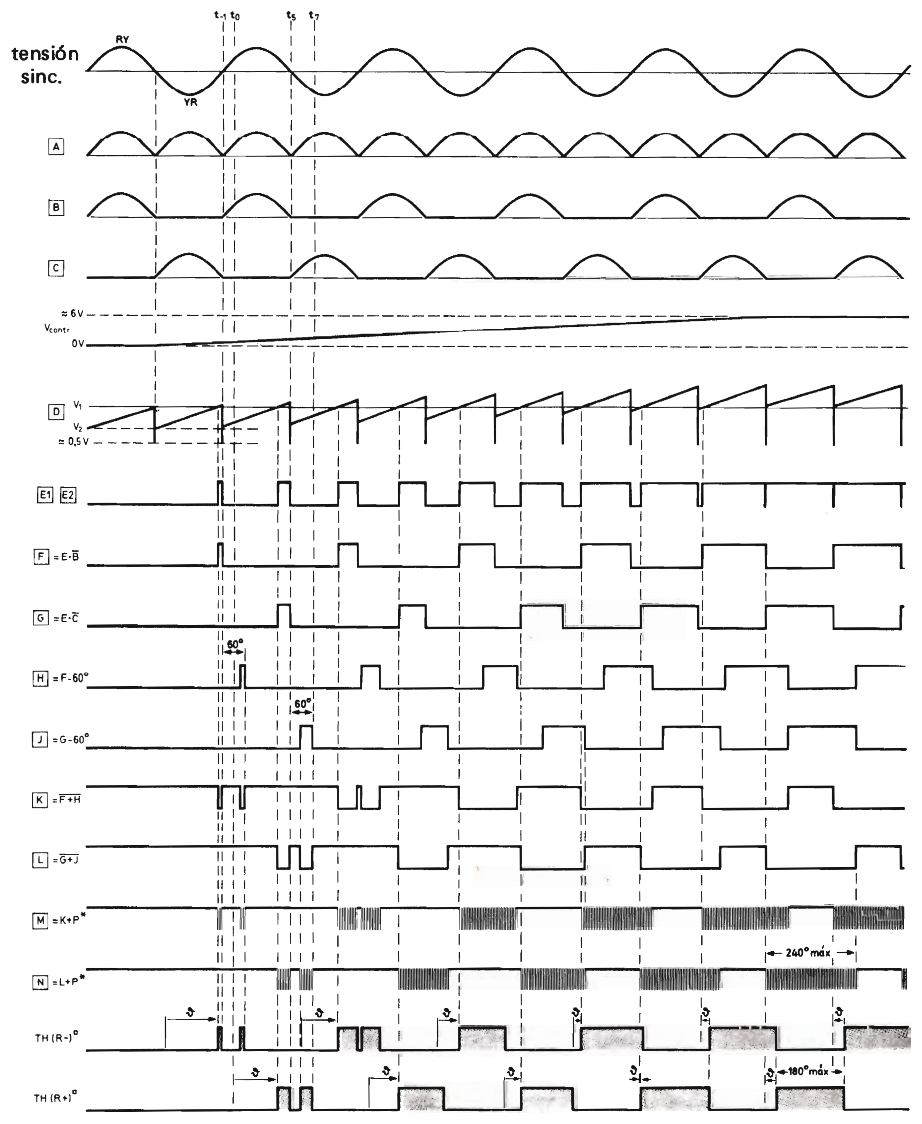
Descripción del circuito

La figura 6 da el circuito de una placa de disparo y la figura 7 muestra sus formas de onda.

La tensión de sincronización se obtiene de V_{RY} a través de T_1 y es rectificada por D_3 y D_4, forma de onda A.

La sincronización del generador de diente de sierra con la entrada de la red se obtiene mediante la descarga de C_1 a través del diodo base-colector del transistor mostrado en el bloque *U3a* siempre que la tensión de red pase a través de cero.

La mezcla de la salida del generador de diente de sierra con la tensión de control, V_{contr}, da la forma de onda D. En consecuencia, el disparador de Schmitt produce una



* P = salida del generador de impulso central de 40 Hz.

□ períodos de conducción para una carga resistiva.

Figura 7. Formas de onda de la placa de disparo R (véase figura 6) para el control, V_{contr} aumentando. ϑ es el ángulo de disparo. V_1 y V_2 son los niveles de paso a conducción y de paso a bloqueo del disparador Schmitt. Los instantes t_{-1} a t_7 corresponden a la figura 3.

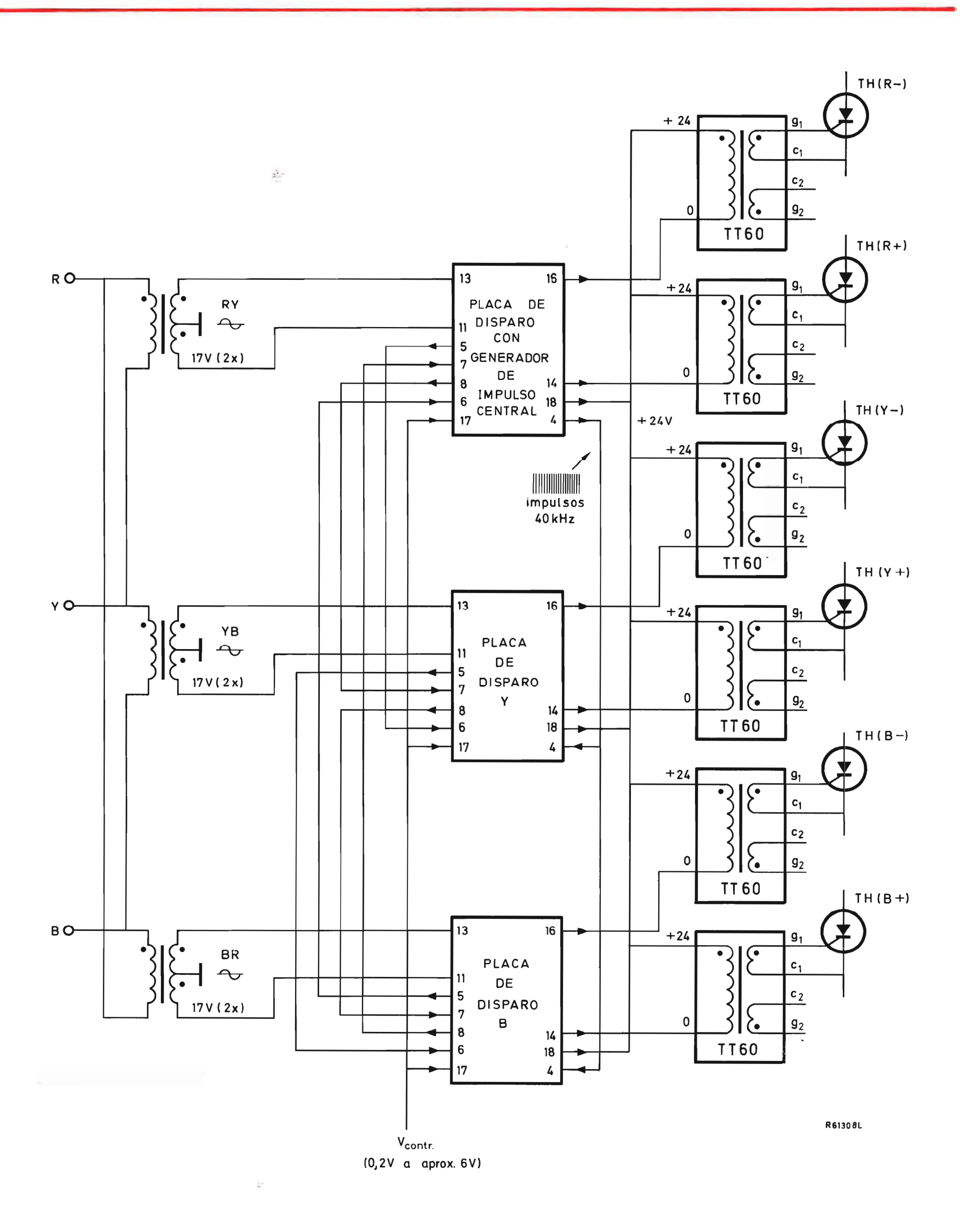


Figura 8. Interconexiones de la placa de disparo.

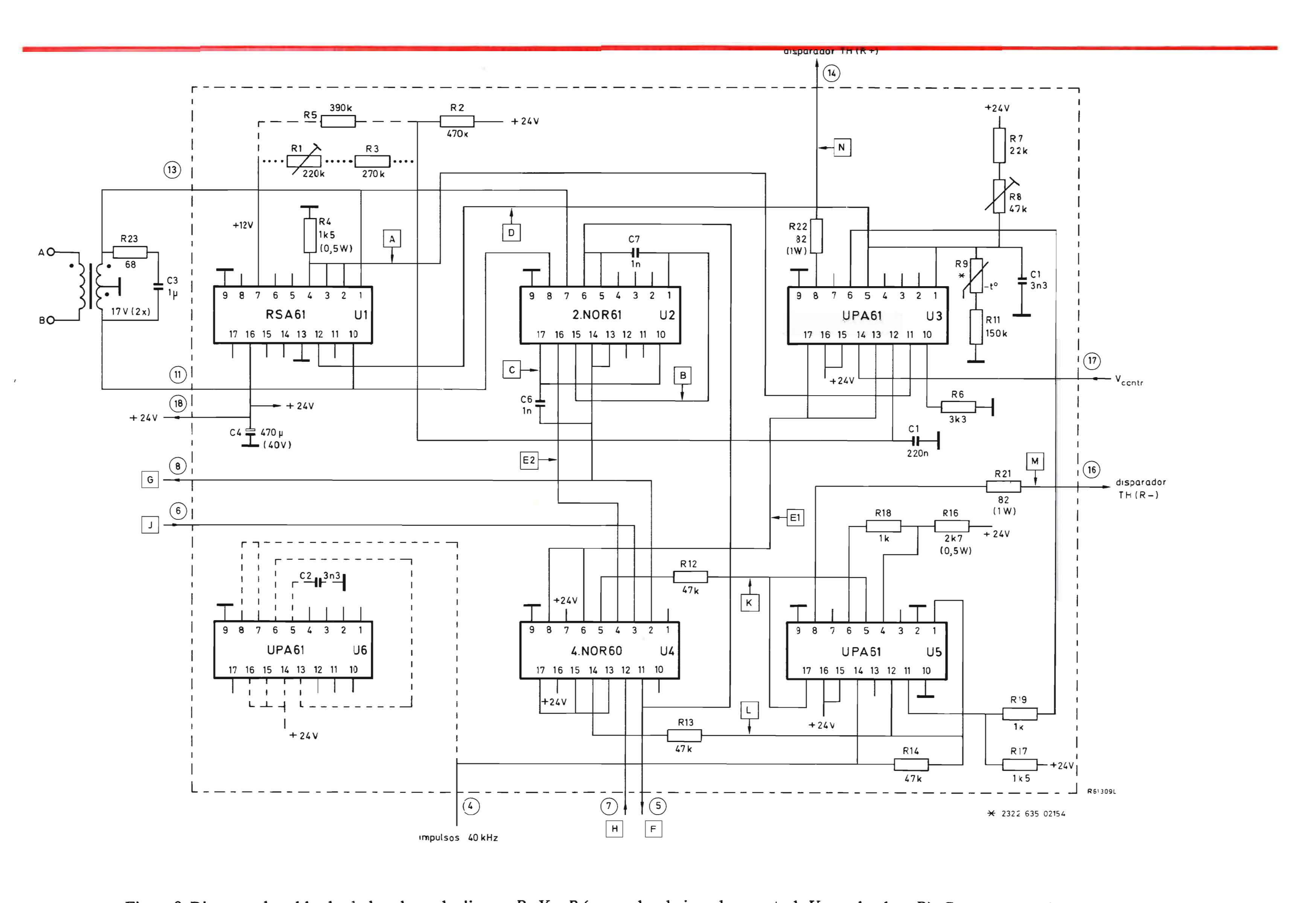


Figura 9. Diagrama de cableado de las placas de disparo R, Y y B (generador de impulsos central, U_6, en la placa R). Comparar con las formas de onda de la figura 7. Para la conexión de entrada de sincronismo AB, véase la figura 8.

——— = conexiones en todas las placas;

– – – – – = conexiones en la placa R;

· · · · · · = conexiones en las placas Y y B.

salida rectangular, forma de onda E1, cuyo ciclo de trabajo aumenta desde 0 hasta casi un 100% para V_{contr} aumentando a 6 V.

La salida del disparador Schmitt es amplificada por $U_{4a,b}$ proporcionando así la tensión de alimentación para el separador de fases $U_{2a,b}$ forma de onda E2. Debido a la presencia de las señales de entrada de media onda, formas de onda B y C, el separador de fase produce las formas de onda F y G para disparar *TH*(*R*–) y *TH*(*R*+) 180° fuera de la fase. El separador de fases se conecta como un flip-flop para suprimir impulsos parásitos de salida que de otro modo se producen con las entradas B o C reducidas casi a cero mientras E2 está aún presente.

Debido a que es necesario el disparo simultáneo de los tiristores en diferentes fases, las salidas F y G se mezclan con señales externas H y J dando las formas de onda compuestas K y L. Las salidas de disparo M y N se obtienen añadiendo los impulsos de 40 Hz procedentes del generador de impulsos central.

La figura 8 muestra las interconexiones de la placa de disparo.

La sección de disparo está dispuesta sobre tres placas de circuito impreso; son necesarios los siguientes circuitos bloque: 3 x RSA61, 3 x 2.NOR61, 7 x UPA61,
3 x 4.NOR60, 6 x TT60.

Ajuste

Después de ajustar todos los potenciómetros a su posición central, se procede de la siguiente forma (figura 9):

V_{contr}	ajuste	para obtener
0,2	R_8 en placa *R*	impulsos de 0,2 ms en la patilla 13 de U_3 en la placa *R*.
aumenta		impulsos de 8 ms en la patilla 13 de U_3 en la placa *R*.
	R_8 en placas *Y, B*	impulsos de 8 ms en la patilla 13 de U_3 en las placas *Y, B*.
0,2 V	R_8 en las placas *Y, B*.	impulsos de 0,2 ms en la patilla 13 de U_3 en las placas *Y, B*.

Bibliografía

JOSE Mª ANGULO USATEGUI

CURSO BASICO DE TRANSISTORES
Ediciones Cedel. Mallorca, 257. Barcelona-8
Un volumen de 400 páginas (17 x 24 cm). 1975.



El fin que persigue este libro es facilitar la comprensión de los más importantes semiconductores, sobre todo, diodos y transistores, enfocado su estudio de una forma básica y elemental, evitando el uso de operaciones matemáticas complicadas. Principalmente está destinado a técnicos con gran experiencia, pero sin conocimientos teóricos y a estudiantes del Grado 1.° de Formación Profesional, que inician sus contactos con la Electrónica de Semiconductores y deben adquirir unas bases sólidas y simples.

El libro está dividido en 30 lecciones teóricas, complementadas por 30 prácticas, cuya realización ni es complicada ni costosa.

Indice resumido: Estructura atómica de los cuerpos. Diodos semiconductores. El transistor. Amplificación del transistor. Montajes básicos. Tipos y nomenclaturas de los transistores. Circuitos de F.I. comerciales. Multivibradores. El receptor de radio a transistores. Fuentes de alimentación estabilizadas. Circuitos integrados. 30 prácticas.

GEORGE M. CHUTE y ROBERT D. CHUTE

ELECTRONICA INDUSTRIAL
Editorial Hispano Europea. Bori y Fontestá, 6-8. Barcelona-6
Un volumen de 658 páginas (25 x 18 cm). 1975



Este libro tiene como objeto fundamental servir de amplia introducción al conocimiento y al uso de los circuitos y equipos electrónicos industriales. Por ello, puede ser utilizado para el estudio de la tecnología electrónica y como texto en los cursos de escuelas y universidades técnicas, así como en los programas de perfeccionamiento que elaboran las industrias para su personal especializado.

A lo largo de su contenido se resalta especialmente el empleo de los elementos de estado sólido y se tratan todas las cuestiones relacionadas con los amplificadores de transistores, dispositivos sensibles (al tiempo, a la tensión o a la luz), tiristores, triacs, prestando gran atención a los diversos tipos de circuitos integrados. Asimismo se dedican los tres últimos capítulos a la exposición de los conocimientos necesarios para la comprensión de los sistemas en cadena y los servos. Cada capítulo incluye una serie de ejercicios y problemas que complementan las explicaciones desarrolladas en el texto.

ART MARGOLIS

125 CIRCUITOS ELECTRONICOS TIPICOS
Análisis y reparación
Marcombo. Boixareu Editores. Av. José Antonio, 594. Barcelona-7
Un volumen de 228 páginas (21 x 14 cm). 1975

En este libro, el autor da unas ideas sencillas sobre la forma de analizar una serie de circuitos electrónicos típicos para detectar las averías que puedan presentarse y proceder luego a su reparación.

En el primer capítulo hace una clara distinción entre flujo de electrones y circulación de señal, indicando la forma de detectar cada uno de estos procesos. A continuación analiza ciento veinticinco circuitos basándose en el criterio de flujo electrónico, comenzando por los más sencillos: circuitos de caldeo, circuitos de filamentos en serie y en paralelo, circuito filtro sencillo, circuito con bobina de choque, circuito con transformador, circuitos con diodo de estado sólido y con válvula diodo, circuitos con transistor, etc., pasando a estudiar amplificadores de audio, osciladores, detectores, etc., para llegar gradualmente a los circuitos más complejos, como son los de televisión en color.

Al final del libro incluye unos organigramas dinámicos que pueden servir como guía para la reparación de los diversos circuitos que integran un receptor de televisión en color de estado sólido.

En resumen, será de utilidad a los técnicos reparadores a la hora de intentar detectar una avería en uno de tales circuitos.

C. VIVES y J. CASTILLO

AUTOMATISMOS LOGICOS PARA LA INDUSTRIA
Ediciones Cedel. Mallorca, 257. Barcelona-8
Un volumen de 350 páginas (21 x 15 cm). 1975



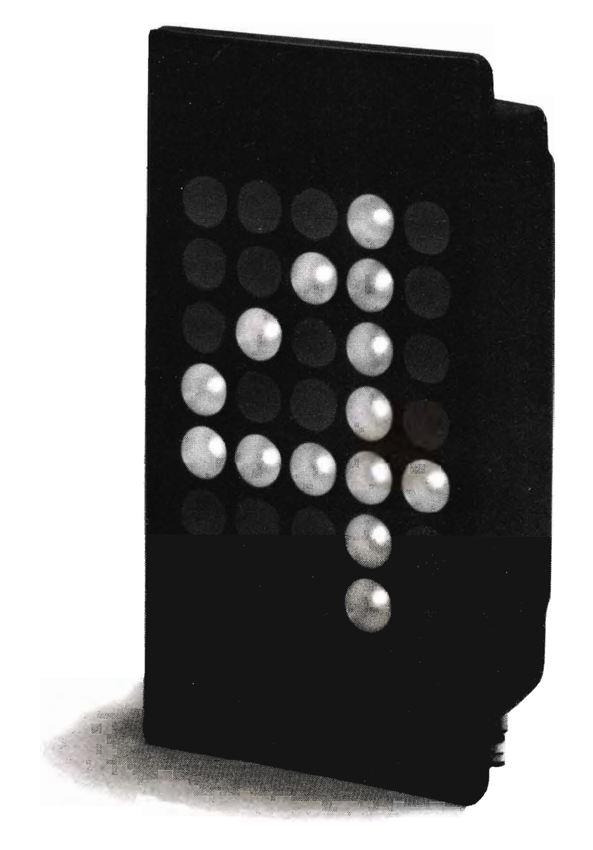
El gran desarrollo experimentado por los automatismos, nos introduce cada vez con más frecuencia en la necesidad de estudiar circuitos más complejos que resultan difíciles de resolver sólo con la intuición y la práctica habitual. Afortunadamente, la creación y aplicación del álgebra de Boole y demás teoremas y métodos, ha permitido establecer un sistema que facilita el estudio de circuitos complejos de forma ordenada y sistemática.

El objeto de este libro es dar a conocer los fundamentos y aplicaciones de esta nueva técnica, para cuyo estudio se ha dividido en dos partes: circuitos de simple combinación y circuitos secuenciales.

Redactada especialmente para la enseñanza, esta obra será muy útil a quienes desean iniciar conocimientos sobre automatización industrial.

Indice resumido: Automatismos. Unidades lógicas. Contaje electrónico. Realizaciones prácticas.

MODULOS INDICADORES NUMERICOS PARA VISUALIZACION DE GRAN TAMAÑO



Los módulos indicadores numéricos de la serie NDU14 han sido desarrollados para visualización de información numérica en los casos donde se requiere cierto tamaño, como ocurre en estaciones de ferrocarril y autobuses, en aeropuertos, en plantas industriales y campos de deporte, etc. Por su tamaño (14 cm de alto por 10 cm de ancho), los números son claramente legibles desde distancias de unos 70 m con un ángulo de visión de 120°.

La serie consta de tres tipos cuya diferencia estriba únicamente en la forma de excitación:

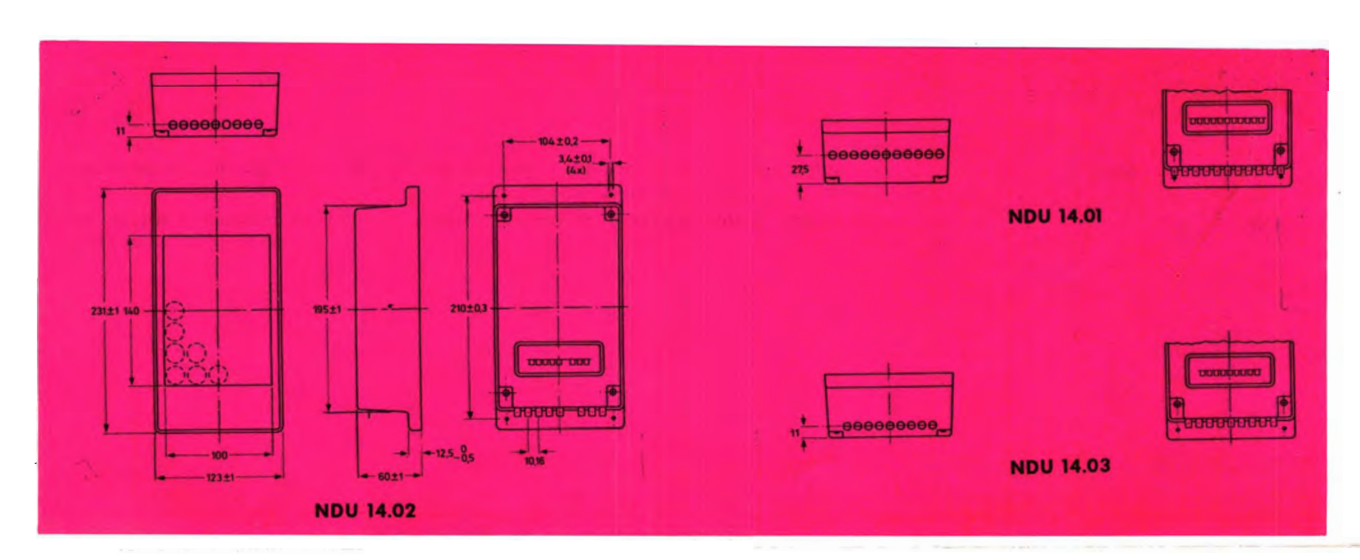
- **NDU14-01** para selección numérica directa por medio de sencillos conmutadores de 10 posiciones.
- **NDU14-02** con contador decimal y circuito de puesta a cero incorporados, especialmente indicado para recuento de objetos, votos, etc.
- **NDU14-03** con contador en código BCD, especialmente indicado para equipos digitales (relojes, balanzas, etc.)

Cada módulo consta de una caja de poliestireno negro, una placa de lámparas, un bloque reflector y una cubierta acrílica transparente de color rojo. La placa de lámparas es una placa de circuito impreso con una matriz de diodos semiconductores y soportes para las lámparas. El bloque reflector se coloca sobre las lámparas y se mantiene por medio de muelles.

Los tipos NDU14-02 y NDU14-03 tienen una segunda placa de circuito impreso. En el primero esta placa contiene el contador decimal y en el segundo el contador por código BCD.

La cubierta roja transparente forma la parte frontal del módulo y puede separarse fácilmente, junto con la placa reflectora, para el posible reemplazo de lámparas.

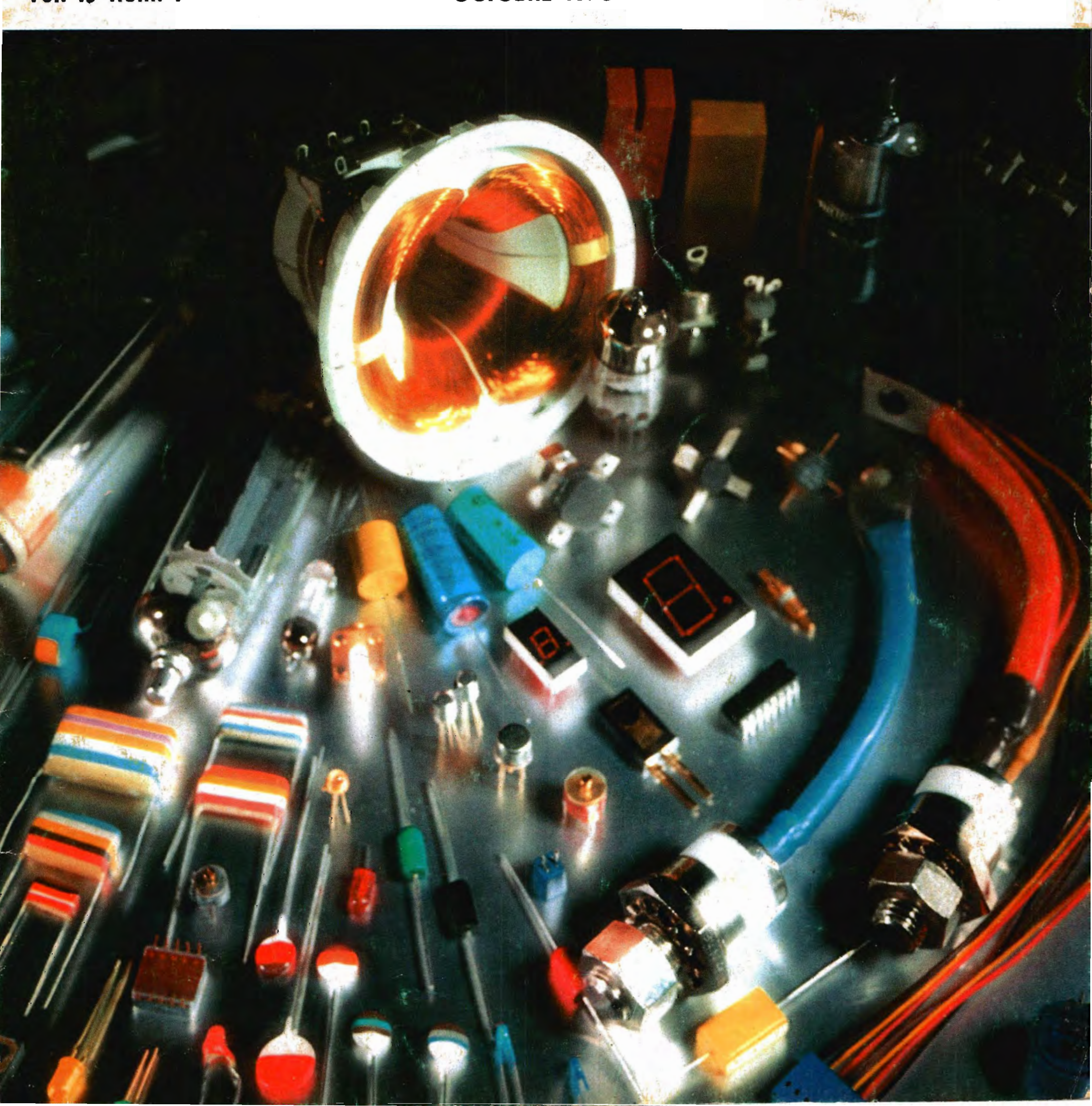
Las lámparas empleadas son para 6,3 V y 50 mA. Las figuras muestran la forma y tamaño del módulo NDU-14-02 y las diferencias de los módulos NDU14-01 y NDU14-03 con respecto al primero.

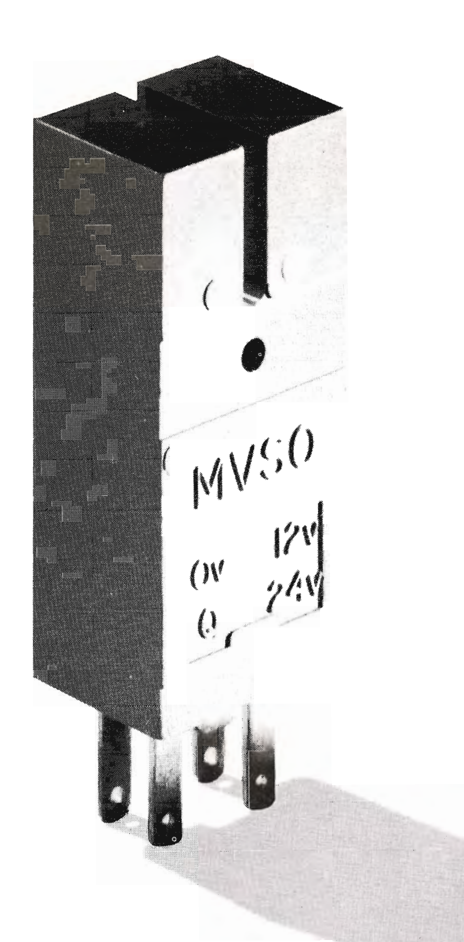



COPRESA
comercializa
en España
el microprocesador 2650
de
signetics

REVISTA "Miniwatt"

Vol. 15-Núm. 9 OCTUBRE 1976 40 Ptas.





MVSO

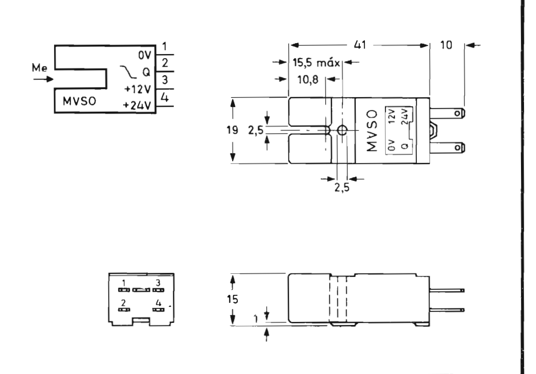
INTERRUPTOR MAGNÉTICO MINIATURA

El nuevo interruptor magnético MVSO (*Miniatura Vane Switched Oscillator*) es una versión miniatura del conocido interruptor VSO (*Vane Switched Oscillator*) y funciona según el mismo principio: la alteración del proceso de trabajo de un oscilador por la presencia de un objeto metálico.

Protegido con una cápsula de plástico, presenta una hendidura en uno de sus extremos. Una de las ramas de la hendidura contiene la bobina osciladora y la otra la bobina de realimentación. La presencia de una pieza metálica en la hendidura varía las condiciones de oscilación y se bloquea el oscilador.

La tensión de salida del oscilador, rectificada y filtrada, se utiliza como señal de entrada en circuitos lógicos digitales.

INTERRUPTOR MAGNETICO MINIATURA MVSO



El interruptor magnético miniatura MVSO constituye un dispositivo de entrada especialmente indicado para sistemas lógicos. Las dimensiones reducidas son muy interesantes, y las tensiones de alimentación y de salida han sido elegidas para que este interruptor sea compatible con los circuitos lógicos de las series 60 y 30.

Principales características

Tensiones de alimentación: +12 V ± 5%
+24 V ± 25%

Corriente consumida
- a 24 V: 20 mA + corriente de carga
- a 12 V: 12 mA + corriente de carga

Frecuencia máxima de detección: 3 kHz

Tensión de salida ($I_L = 0$, $R_L = 6{,}8\ k\Omega$)
- con pieza metálica en la hendidura $\leqslant 0{,}3$ V
- sin pieza metálica en la hendidura $\geqslant 10$ V

Dimensiones mínimas de la pieza metálica (aluminio):
- grueso 30 μm
- ancho 3 mm
- longitud 8 mm

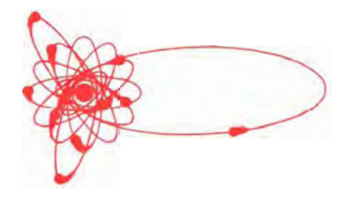
Temperaturas de trabajo: −25°C a +70°C.

VENTAJAS DE LOS INTERRUPTORES MAGNETICOS

- Ausencia de piezas metálicas en movimiento, por tanto no hay desgaste.
- La pieza metálica que activa el circuito no está sometida a ninguna fuerza mecánica.
- No existe campo magnético susceptible de atraer partículas (polvo) metálicas.
- Exactitud de funcionamiento y posibilidad de reproducir el momento de conmutación.
- Rapidez de funcionamiento (puede responder a 3 kHz).
- Protección contra humedad, polvo, líquidos, etc. mediante cubierta de plástico.

REVISTA Miniwatt

Publicación de aplicaciones electrónicas







Portada: Selección de componentes electrónicos

Director:
LUIS ROIZ NORIEGA

Editor:
JUAN GARRIGA PUJOL

Redacción:
Mª DOLORES FORNS-SAMSO

Delineación y compaginación:
Mª CARMEN LAJUSTICIA

Suscripciones:
ROSA MARIA TORRES

Publicada por:

COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCION ANUAL

(11 números) 350 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 40 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:

Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

ÍNDICE

Depósito Legal: B.18.387-61
GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona

VOLUMEN 15 - Número 9 **OCTUBRE 1976**

SISTEMA INTERNACIONAL DE UNIDADES

MAGNITUDES	UNIDADES	SIMBOLOS	
UNIDADES FUNDAMENTALES			
Longitud	metro	m	
Masa	kilogramo	kg	
Tiempo	segundo	s	
Temperatura termodinámica	kelvin	K	
Intensidad de corriente eléctrica	amperio	A	
Intensidad luminosa	candela	cd	
Cantidad de materia	mol	mol	
UNIDADES SUPLEMENTARIAS			
Angulo plano	radián	rad	
Angulo sólido	estereorradián	sr	
UNIDADES DERIVADAS			
Superficie	metro cuadrado		m^2
Volumen	metro cúbico		m^3
Frecuencia	hertzio (hertz)	Hz	1/s
Densidad	kilogramo por metro cúbico		kg/m^3
Velocidad	metro por segundo		m/s
Velocidad angular	radián por segundo		rad/s
Aceleración	metro por segundo cuadrado		m/s^2
Aceleración angular	radián por segundo cuadrado		rad/s^2
Fuerza	newton	N	$kg{\cdot}m/s^2$
Presión (tensión mecánica)	pascal	Pa	N/m^2
Viscosidad cinemática	metro cuadrado por segundo		m^2/s
Viscosidad dinámica	pascal por segundo	Pa.s	$N{\cdot}s/m^2$
Trabajo, energía, cantidad de calor	julio	J	N•m
Potencia	vatio	W	J/s
Cantidad de electricidad	culombio	C	A•s
Tensión eléctrica, diferencia de potencial, fuerza electromotriz	voltio	V	W/A
Intensidad de campo eléctrico	voltio por metro		V/m
Resistencia eléctrica	ohmio	Ω	V/A
Conductancia eléctrica	siemens	S	A/V
Capacidad eléctrica	faradio	F	C/V
Flujo de inducción magnética	weber	Wb	V•s
Inductancia	henrio	H	Wb/A
Inducción magnética	tesla	T	Wb/m^2
Intensidad de campo magnético	amperio por metro		A/m
Fuerza magnetomotriz	amperio	A	
Flujo luminoso	lumen	lm	cd•sr
Luminancia	candela por metro cuadrado		cd/m^2
Iluminancia	lux	lx	lm/m^2
Número de ondas	una onda por metro		1/m
Entropía	julio por kelvin		J/K
Calor másico	julio por kilogramo kelvin		J/(kg•K)
Conductividad térmica	vatio por metro kelvin		W(m•K)
Intensidad energética	vatio por estereorradián		W/sr
Actividad (de una fuente radiactiva)	una desintegración por segundo		1/s

MULTIPLOS	PREFIJO	SIMBOLO	FACTOR
	tera	T	10^{12}
	giga	G	10^9
	mega	M	10^6
	kilo	k	10^3
	hecto	h	10^2
	deca	da	10

SUBMULTIPLOS	PREFIJO	SIMBOLO	FACTOR
	deci	d	10^{-1}
	centi	c	10^{-2}
	mili	m	10^{-3}
	micro	μ	10^{-6}
	nano	n	10^{-9}
	pico	p	10^{-12}
	femto	f	10^{-15}
	atto	a	10^{-18}

DISEÑO CON FERRITAS MAGNETICAS LINEALES

En este artículo se describen y explican los elementos fundamentales que intervienen en el diseño de componentes magnéticos prácticos, empleando núcleos de ferrita. Se estudian por separado los transformadores y autoinducciones lineales de bajo nivel y los de potencia

INTRODUCCION

El diseño de componentes magnéticos bobinados es una ciencia exacta. Todas las relaciones fundamentales han sido deducidas e investigadas; sus ecuaciones han sido desarrolladas y reducidas a términos utilizables y a cantidades prácticas para materiales reales. Los procedimientos de diseño son más bien pesados y largos, pero realizables. Existen textos de ingeniería que contienen todos los detalles, y si se siguen las rutinas indicadas en ellos, los resultados serán más o menos los deseados. El diseño podrá ser una ciencia exacta pero el llevarlo a la práctica presenta algunas lagunas. La elección de las aleaciones magnéticas, los espesores de laminación, y las dimensiones (por no citar las tolerancias de fabricación y las propiedades eléctricas y magnéticas) al ser, aproximaciones prácticas a las posibilidades teóricas están sujetas a varias inhibiciones y compromisos.

Con la aparición de las ferritas magnéticas y su subsiguiente desarrollo y expansión, se han abierto caminos decisivos en la problemática del diseño. Está ahora disponible una extensa gama de formas y tamaños de núcleos normalizados dentro de una amplia selección de materiales magnéticos, que ofrecen una única combinación de propiedades magnéticas, eléctricas y mecánicas que pueden ser utilizadas con confianza para satisfacer requisitos específicos de diseño. Estas representan a menudo la única posibilidad disponible para cumplir con un conjunto de objetivos de diseño. Las siguientes consideraciones encontrarán aplicación, salvo severas indicaciones en contra, dentro de una gama notablemente extensa de niveles de energía, dimensiones y circuitos de aplicación.

Autoinducciones: En aquellas aplicaciones que exigen una combinación óptima de un elevado factor *Q*, elevada estabilidad de la inductancia y mínimo volumen, el empleo de ferritas representa la mejor elección para frecuencias de trabajo de hasta 20 MHz. Asimismo en circuitos sintonizados y filtros, la superioridad de las ferritas está fuera de duda.

Transformadores: Para transformadores de pequeña señal, de impulsos y de banda ancha de cualquier tipo, y transformadores de potencia para frecuencias desde la mitad de la gama audible hasta la de radiofrecuencia, los núcleos de ferrita son la primera opción a considerar, especialmente cuando el tamaño y el precio son factores importantes.

Autoapantallamiento. No existe ningún sistema económico que mejore las propiedades de autoapantallamiento de los núcleos envolventes y toroidales de ferrita. (Este autoapantallamiento permite una flexibilidad absoluta de montaje de los componentes magnéticos.)

Conveniencia mecánica. La naturaleza del proceso de fabricación de las ferritas permite diseñar el núcleo y sus accesorios para optimizar independientemente tanto las propiedades magnéticas como la configuración mecánica. Por esto, los componentes de ferrita son los más fáciles de bobinar, ensamblar, montar y alambrar en el circuito.

Posibilidad de ajuste. Los núcleos envolventes de Ferroxcube, al estar disponibles en diferentes tipos preajustados con una uniformidad inherente a sí mismos, reducen o eliminan completamente el problema de la dispersión de características y de tolerancias en otros componentes del circuito.

Gama: Está disponible una enorme gama de núcleos de ferrita de formas, tamaños y características magnéticas normalizados (incluyendo por supuesto la línea normalizada internacionalmente de núcleos envolventes) a precios de producción masiva y para entrega inmediata. Si se neccsita un núcleo de forma o tamaño especial, el coste del utillaje necesario para su fabricación es relativamente bajo. Comparado con otras alternativas, el tiempo necesario para su puesta a punto es más corto para un núcleo de ferrita.

Facilidad del diseño. Es fácil aprender a diseñar transformadores con núcleos de ferrita, y una vez familiarizado con el proceso, la forma más rápida de diseñar componentes magnéticos es usando núcleos de ferrita normalizados.

En otras palabras, las ferritas son adecuadas para una extensa gama de aplicaciones y presentan muchas ventajas frente a cualquier otra alternativa de diseño. Además, como se demuestra en este artículo, la fiabilidad, uniformidad y reproductibilidad de sus características, y la precisión y estabilidad de sus dimensiones hacen posible ofrecer por primera vez procedimientos de diseño prácticos, sensiblemente simplificados de los procedimientos clásicos de diseño, que pueden ahorrar una gran cantidad de horas de trabajo y materiales, consiguiendo al mismo tiempo una notable mejora en la precisión de los resultados.

En los cuatro siguientes apartados de este artículo, se describen por separado procedimientos rápidos de diseño de transformadores y autoinducciones lineales de bajo nivel, así como inductores y transformadores de potencia. En estos apartados se describen y explican los elementos fundamentales que intervienen en el diseño de componentes magnéticos prácticos y eficientes empleando núcleos de ferrita. Los procedimientos de diseño no son empíricos, y se da la obtención y el desarrollo de las ecuaciones utilizadas de forma que no es necesario aceptar con exactitud las técnicas recomendadas.

1. TEORIA DE DISEÑO DE TRANSFORMADORES LINEALES DE BAJO NIVEL

1.0. Definición de transformador lineal de bajo nivel

En un *transformador lineal,* la excitación del núcleo es lo suficientemente baja como para poder considerar que la pendiente de la curva que representa B en función de H (figura 1-1) es esencialmente constante. En esta región, es decir, para una densidad de flujo inferior a B_0:

$$\frac{B}{H} = \mu_0 \qquad (1\text{-}1)$$

y existe una relación lineal entre la corriente de excitación y el flujo resultante. En otras palabras, la permeabilidad del núcleo es esencialmente constante igual al valor μ_0.

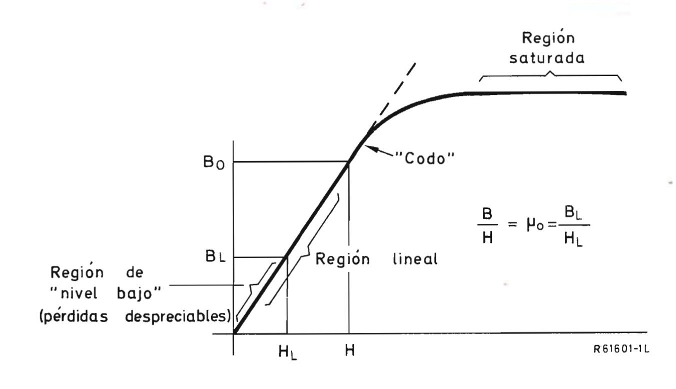


Figura 1-1. Relación entre la densidad de flujo B y la magnetización H. La pendiente de la curva es la permeabilidad del núcleo en la región lineal, μ_0.

En un *transformador de bajo nivel,* tanto las pérdidas en el núcleo como las pérdidas en los devanados provocan un aumento de temperatura suficiente para que afecte sensiblemente al comportamiento del núcleo, o limite el rendimiento del transformador de cualquier otra forma.

Los transformadores lineales de bajo nivel se dividen en dos categorías generales:

1. Tipos de banda estrecha o de baja frecuencia.
2. Tipos de banda ancha o de impulsos.

(Un caso especial del tipo 1 es el transformador sintonizado, uno de cuyos devanados o ambos resuenan a una frecuencia alta o baja.)

1.1. Teoría básica del transformador

La figura 1-2 representa esquemáticamente un transformador sencillo de dos devanados. A partir de los parámetros del circuito magnético dados y suponiendo que se trabaja en la región lineal, la autoinducción, L_m, del devanado primario que tiene N_p espiras se puede calcular de la siguiente manera:

$$L_m = 0{,}4\,\pi\, N_p^2\, \mu_0 \left[\frac{A_e\ (\text{cm}^2)}{\ell_e\ (\text{cm})}\right] \times 10^{-8}\ \text{henrios} \qquad (1\text{-}2)$$

Para muchos tipos de núcleos y materiales normalizados se ha simplificado este cálculo introduciendo un "parámetro compuesto", A_L, conocido por "factor de autoinducción" que reduce la ecuación 1-2 a:

$$L_m = N_p^2\, A_L \times 10^{-9}\ \text{Henrios} \qquad (1\text{-}3)$$

(Las dimensiones de A_L son "milihenrios por miles de espiras".)

Si se desea calcular la densidad de flujo B, de modo que el funcionamiento se realice dentro de la región lineal, se puede utilizar la relación:

$$B = \frac{E \times 10^8}{4{,}44\, f\, N_p\, A_e}\ \text{gauss} \qquad (1\text{-}4)$$

donde E está dado en voltios eficaces (o voltios de pico $\times$ 0,707)
f en Hz
A_e en cm^2.

Mientras que $B \leqslant B_0$, se asegura un funcionamiento *lineal.* Si $B \leqslant B_L$ se asegura un funcionamiento lineal de *bajo nivel.*

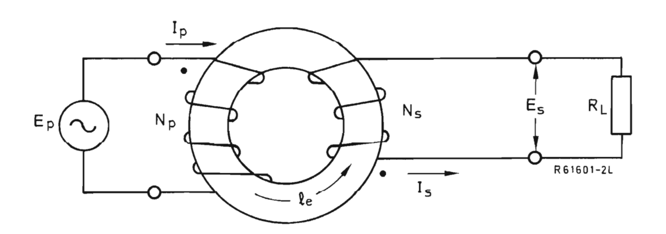


Figura 1-2. Transformador con núcleo (de forma indeterminada) que posee los siguientes parámetros efectivos: permeabilidad = μ_0; área de la sección $= A_e$; longitud del circuito magnético $= \ell_e$.

La corriente que debe circular a través de L_m con el fin de establecer B, con una tensión de excitación E y una frecuencia f es:

$$I_m = \frac{E}{2\,\pi\, f\, L_m}\ \text{amperios} \qquad (1\text{-}5)$$

La figura 1-3 muestra uno de los circuitos equivalentes más sencillos de aproximación práctica del transformador de la figura 1-2. Se aplica el término "aproximado" a este circuito ya que está basado en las siguientes suposiciones:

- Se han despreciado los efectos capacitivos de todo tipo (o se consideran como externos al circuito) en el margen de frecuencias de interés.
- Se han despreciado los efectos de las autoinducciones de dispersión en la gama de frecuencias de interés; es decir, se ha considerado que el acoplamiento entre primario y secundario es perfecto: todo el flujo pro-

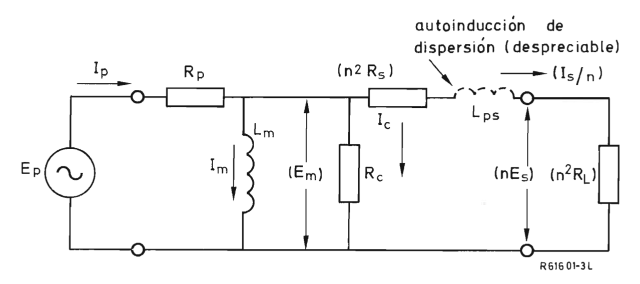


Figura 1-3. Circuito equivalente del transformador de la figura 1-2. L_{ps} es la autoinducción de dispersión (despreciable en esta aproximación); R_c se desprecia frecuentemente en diseños de bajo nivel o se utiliza solamente para el cálculo del factor Q de transformadores sintonizados.

ducido por la excitación de cualquiera de ambos devanados alcanza completamente a todo el otro devanado.

- Las resistencias de los devanados son proporcionales de modo que la relación de espiras n puede considerarse igual a la relación de tensiones de primario y secundario, de forma que:

$$n = \frac{N_p}{N_s} \cong \frac{E_p}{E_s} \qquad (1\text{-}6)$$

- Se puede considerar que todas las pérdidas del núcleo se pueden representar por una simple resistencia R_c en paralelo.
- Todas las pérdidas importantes en los devanados se representan como elementos en serie (R_p y n^2R_s).

Del circuito equivalente de la figura 1-3, se puede deducir un conjunto de ecuaciones que relacionan los parámetros de este circuito. A partir de estas ecuaciones y teniendo en cuenta los parámetros del circuito magnético, se puede hacer un análisis extraordinariamente exacto para predecir las características de funcionamiento de cualquier transformador. No obstante, tal análisis no es el objetivo de este artículo que intenta obtener una aproximación de diseño explícita y simple.

1.2. Observaciones simplificadas para transformadores prácticos

Para la mayoría de diseños prácticos, el circuito equivalente de la figura 1-3 se puede simplificar de nuevo de varias formas, con el fin de conseguir un diseño previo, después del cual los efectos significativos de tales aproximaciones pueden ser observados –si existen– y corregidos en un nuevo diseño más refinado. Durante el estudio de las simplificaciones que figuran a continuación, hay que tener en cuenta siempre las siguientes precauciones: en algunos casos especiales, tales simplificaciones pueden ser erróneas y algunas de ellas sólo se pueden aplicar a transformadores lineales, de bajo nivel, banda estrecha y baja frecuencia cuyo circuito equivalente es el de la figura 1-3.

1.2.1. Cálculo de la densidad de flujo y de la corriente magnetizante

En los transformadores prácticos, se puede despreciar la caída de tensión en R_p al calcular B e I_m, por lo menos en el diseño previo. Entonces, $E_m = E_p = E$ en las ecuaciones 1-4 y 1-5.

1.2.2. Cálculo de la corriente del primario

En los transformadores prácticos de bajo nivel, se puede despreciar la componente I_c de la corriente del primario debida a las pérdidas en el núcleo. Entonces la corriente del primario consta sólo de dos partes:

$$I_p = I_s/n \hat{+} I_m = \sqrt{(I_s/n)^2 + I_m{}^2} \qquad (1\text{-}7)$$

En muchos casos, la corriente magnetizante es tan pequeña que también puede despreciarse, especialmente porque está en cuadratura con la corriente de carga (I_s/n).

1.2.3. Cálculo de la relación de espiras necesaria

Como se ha citado (véase ecuación 1-6), la relación de espiras no es exactamente la relación de tensiones en los terminales de los devanados primario y secundario. Las expresiones que se dan a continuación relacionan exactamente las tensiones del primario y del secundario, y permiten "ajustar" la relación de espiras para obtener la relación deseada (a plena carga) entre la tensión de primario y de secundario.

En este proceso de corrección del valor de n, solamente se supone que pueden despreciarse las pérdidas en el núcleo e I_m.

$$E_p = E_s \left[n + n\left(\frac{R_s}{R_L}\right) + \left(\frac{1}{n}\right)\left(\frac{R_p}{R_L}\right)\right] \qquad (1\text{-}8)$$

Esta expresión se hace más manejable si se supone que $R_p = n^2R_s$, es decir si se igualan las pérdidas en los devanados primario y secundario.

La ecuación 1-8 se transforma en:

$$n = \frac{E_p}{E_s} \left[\frac{R_L}{R_L + 2R_s} \right]$$

Sin embargo, en el diseño previo solamente es necesario considerar la ecuación 1-6.

1.3. Consideraciones adicionales de diseño

Para diseñar un transformador lineal, de bajo nivel, de banda estrecha y de baja frecuencia, solamente se necesita añadir a esta técnica de diseño dos cálculos más: el cálculo del grueso del hilo necesario y comprobar que el devanado "cabrá".

En transformadores de bajo nivel, la elección del grueso del hilo no se hace normalmente teniendo en cuenta la densidad de corriente (calentamiento) sino por la necesidad de obtener una regulación razonable: los valores de R_p y R_s tienen que ser lo suficientemente bajos para satisfacer los requisitos de la aplicación a la que se destine. Debe ponerse de relieve que en muchos casos, un diseño con regulación más bien alta funcionará aceptablemente ya que ni el rendimiento ni el calentamiento son determinantes.

El catálogo de ferritas lineales Ferroxcube proporciona, para cada tipo de núcleo, directa o indirectamente, las dimensiones exactas y/o el área disponible para los devanados. Repartiendo este espacio disponible en el carrete entre el devanado primario y los devanados (uno o más) secundarios, el espacio necesario para aislamientos, aislamiento del hilo y la imperfecta utilización del espacio disponible para devanar, el diseñador estará en condiciones de asignar un "espacio disponible para devanar" (A_p) para el devanado primario solamente.

Entonces, conociendo el número de espiras que se desea bobinar en el primario (exigidas por la necesidad de obtener un valor determinado de L_m), se podrá calcular el número de espiras por centímetro cuadrado:

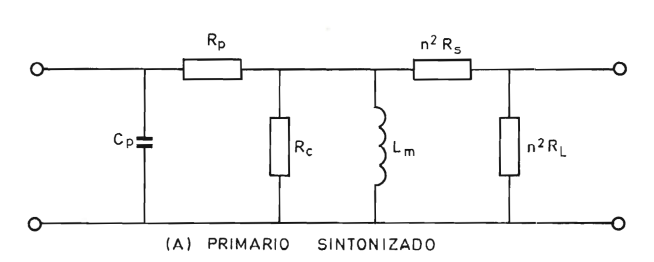
$$\text{espiras/cm}^2 = \frac{N_p}{A_p} \qquad (1\text{-}10)$$

Utilizando la tabla de hilos del apéndice, se puede determinar el hilo más grueso que podrá ser empleado para que quepan en el núcleo el número de espiras necesarias.

Entonces, se puede calcular la resistencia del primario (R_p) calculando (a partir de su geometría) la longitud media de una espira, y a partir de ella la longitud del devanado primario. Las tablas de hilos dan la resistencia por unidad de longitud para cada grueso.

1.4. Transformador resonante

La figura 1-4 muestra los circuitos equivalentes de un transformador lineal de bajo nivel para las dos formas en que puede resonar a bajas frecuencias. Es evidente que el factor Q (factor de calidad) de los dos circuitos es diferente, aunque la frecuencia de resonancia puede ser exactamente la misma, debido principalmente a que se usa un condensador en el secundario que es n^2 veces el usado en el primario. En la figura 1-5 se muestra el método empleado para calcular el factor Q con resonancia en el primario. La figura 1-6 se refiere al caso de resonancia en el secundario.



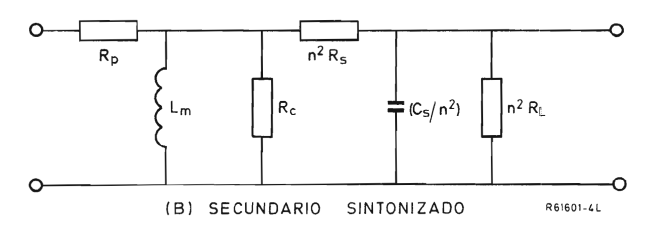


Figura 1-4. (a) Primario sintonizado. (b) Secundario sintonizado.

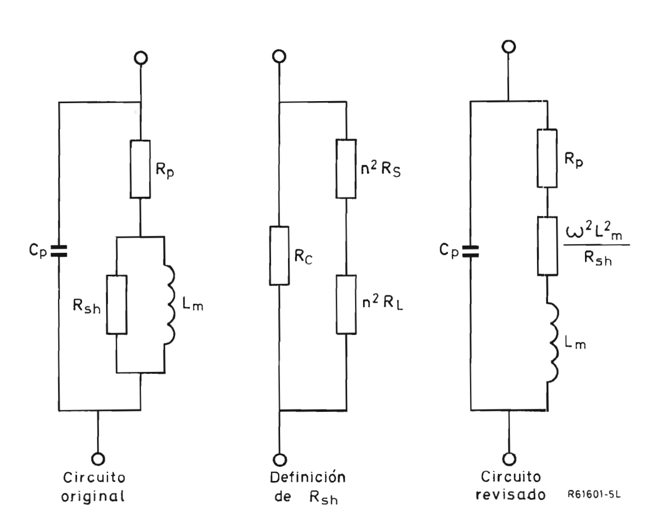


Figura 1-5. Cálculo de Q con resonancia en el primario

$$Q = \frac{\omega L_m}{R_p + \dfrac{\omega^2 L_m^2}{R_{sh}}}\ ; \quad R_{sh} = \frac{n^2 R_c (R_s + R_L)}{R_c + n^2 (R_s + R_L)}\ ;$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_m C_p}}$$

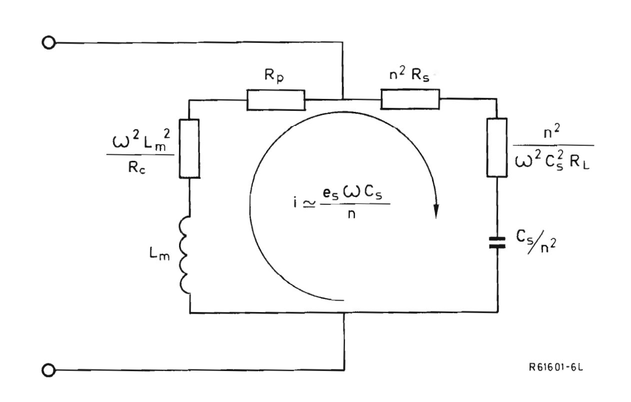


Figura 1-6. Circuito equivalente aproximado para el cálculo de Q (válido para $Q \leqslant 10$).

$$Q = \frac{\omega L_m}{R_p + \dfrac{\omega^2 L_m^2}{R_c} + n^2 R_s + \dfrac{n^2}{\omega^2 C_s^2 R_L}} \quad ; \quad \omega = \frac{n}{\sqrt{L_m C_s}}$$

En un transformador sintonizado, la anchura de banda está relacionada con el factor Q mediante la siguiente expresión:

$$BW = 2\,\Delta f = \frac{f_0}{Q} \qquad (1\text{-}11)$$

donde Δf es la diferencia entre la frecuencia de resonancia y el punto de corte de la frecuencia baja con la curva de resonancia.

Utilizando las expresiones de equivalencia serie-paralelo de las figuras 1-5 y 1-6, puede deducirse también el factor Q de un transformador doble sintonizado así como las expresiones de la frecuencia de resonancia, atenuación, desplazamiento de fase y anchura de la banda de circuitos que tienen una carga capacitiva externa considerable.

(Nota. Obsérvese que en estos ejemplos de baja frecuencia se siguen despreciando las autoinducciones de dispersión. Esta restricción se eliminará más adelante al tratar de aplicaciones de alta frecuencia o transformadores de banda ancha.)

1.5. Requisitos de los transformadores de impulsos y de banda ancha

La figura 1-7 muestra las características más significativas de un impulso y la figura 1-8 la anchura de banda que necesita tener un transformador lineal para reproducirlo con la fidelidad necesaria para la aplicación. Como primera aproximación, se supone que el transformador actúa como un amplificador de una sola etapa con acoplamiento RC y no compensado. La validez de esta suposición se estudiará más adelante. La habilidad para reproducir el impulso con un mínimo de "caída" en la parte superior (o inferior) de la forma de onda, está en relación directa con el punto de corte de baja frecuencia: frecuencia en la cual la característica de la amplitud sinusoidal en función de la frecuencia (figura 1-8) cae 3 dB por debajo del nivel correspondiente a la frecuencia central (0,707 en la respuesta relativa de tensión). Esta frecuencia de corte, f_1, está relacionada con el tanto por ciento de caída (P_d) según la expresión:

$$f_1 = \frac{P_d}{200\,\pi\, t_p} \qquad (1\text{-}12)$$

donde t_p es la duración de la parte plana más larga de la forma de onda a reproducir (tanto la parte inferior como la superior del impulso) con una caída no superior a P_d.

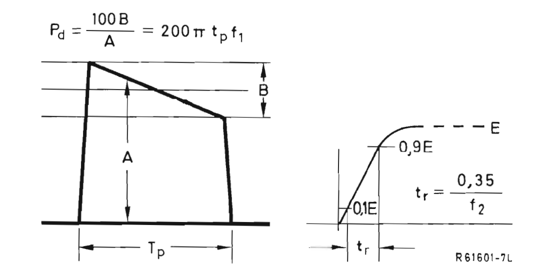


Figura 1-7. Características principales de un impulso.

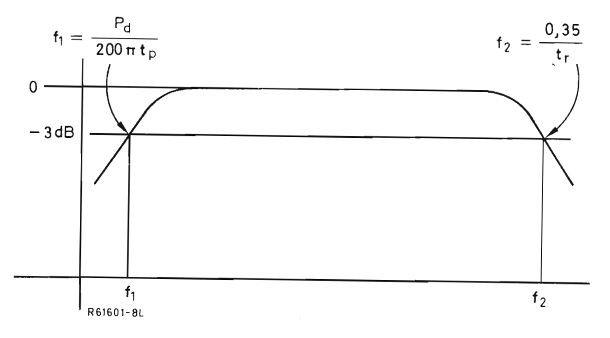


Figura 1-8. Ancho de banda necesario para reproducir un impulso con la fidelidad requerida.

De forma similar, el tiempo de subida necesario está relacionado con f_2, punto de corte de alta frecuencia en la característica sinusoidal de la figura 1-8. La expresión que relaciona el máximo tiempo permisible para que el impulso aumente desde el 10% de su amplitud final hasta el 90% de ésta, (t_r), está dada por:

$$f_2 = \frac{0{,}35}{t_r} \qquad (1\text{-}13)$$

La figura 1-9 muestra el circuito equivalente de un transformador para altas frecuencias, incluyendo la resistencia interna del generador, R_g. Tanto la autoinducción dispersa L_t como la capacidad autoresonante equivalente C_t en paralelo, son función de la geometría relativa entre devanados y de los materiales seleccionados. Antes de calcular estos parámetros estudiemos su efecto en las propiedades transmisoras de alta frecuencia de un transformador de banda ancha o de impulsos. Se puede demostrar que el tiempo de subida más rápido posible que se puede obtener en el transformador cuyo circuito equivalente aparece en la figura 1-9 sin sobreimpulso u oscilación transitoria posterior al impulso, está dado por:

$$t_r \text{ (amortiguamiento crítico)} = 3{,}35\sqrt{\alpha L_t C_t} \qquad (1\text{-}14)$$

Obsérvese que este tiempo de subida se define como el más corto obtenible bajo condiciones de "amortiguamiento crítico" que corresponden a las condiciones de no existencia de sobreimpulso u oscilación transitoria. (Bajo estas condiciones, el transformador se comporta de forma muy parecida a un amplificador con acoplamiento *RC* como se mencionó anteriormente.) Se pueden obtener tiempos de subida más cortos permitiendo algún sobreimpulso, lo que puede lograrse aumentando los valores de R_L, o R_s; o disminuyendo los valores de R_g o R_p.

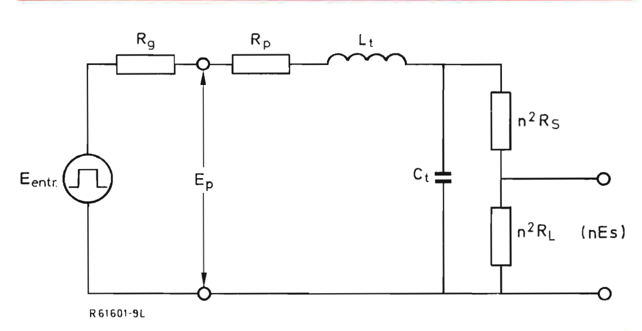


Figura 1-9. Circuito equivalente de un transformador para alta frecuencia.

El factor "α" de la ecuación 1-14 se conoce como "constante de atenuación" del circuito resonante y representa la reducción en amplitud de la frecuencia central del generador (E_{in}) a la tensión establecida en extremos de C_t. Esta constante está dada por la expresión:

$$\alpha = \frac{n^2 (R_s + R_L)}{R_g + R_p + n^2 (R_s + R_L)} \qquad (1\text{-}15)$$

El diseñador obtendrá un valor de α conveniente, que llamaremos α_t, para usarlo en los cálculos de la atenuación total entre el generador y los terminales de salida (E_s/E_{in}) y viene dado por:

$$\alpha_t = \left(\frac{R_L}{R_L + R_s}\right)\frac{\alpha}{n} \qquad (1\text{-}16)$$

El criterio de amortiguamiento crítico es:

$$\frac{R_g + R_p}{L_t} + \frac{1}{n^2 (R_L + R_s) C_t} = \frac{2}{\sqrt{\alpha L_t C_t}} \qquad (1\text{-}17)$$

El siguiente paso para determinar el tiempo de subida obtenible en un diseño, es calcular L_t y C_t.

1.6. Cálculo de la autoinduccion dispersa y de la capacidad de autoresonancia

(*Nota.* Este cálculo es aproximado, y por lo tanto útil en la mayor parte de formas convencionales, pero puede producir serios errores con geometrías especiales. En general, da resultados conservativos, pues prevé tiempos de subida mayores para el transformador que los que se obtienen en la práctica.)

Como muestra la figura 1-10 se supone que ambos devanados primario y secundario están separados del núcleo (por el carrete u otra estructura aislante similar) y separados entre sí por una capa aislante de una constante dieléctrica, *K*, y de espesor, *d*. Los devanados tienen respectivamente N_p y N_s espiras con una relación entre ellas de $N_p/N_s = n$. El diámetro medio de la capa aislante es *D*. La anchura de los devanados es *w*.

Obsérvese que la configuración que se muestra en la figura 1-10 (aunque restringida a una geometría muy regular) es en realidad casi general, y esencialmente independiente de la geometría del núcleo empleado, con la única particularidad de que ambos devanados están realmente separados del núcleo una distancia por lo menos varias veces superior a *d*.

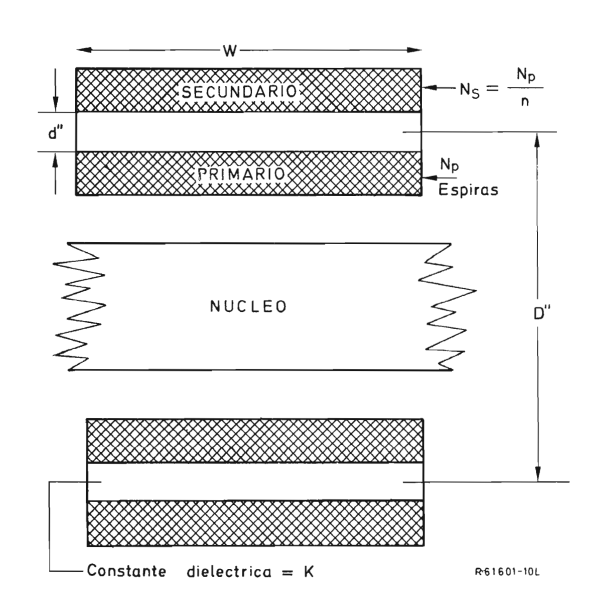


Figura 1-10.

El valor de L_t se puede obtener aproximadamente por:

$$L_t \cong \frac{2\pi N_p^2 \, d\, D}{w} \times 10^{-8} \text{ henrios} \qquad (1\text{-}18)$$

y C_t (que no es la capacidad entre devanados sino más bien la capacidad equivalente en paralelo representada por dicha capacidad) es aproximadamente igual a:

$$C_t \cong \frac{K\,D\,w}{2\,dn^2} \times 10^{-12} \text{ faradios} \qquad (1\text{-}19)$$

Una conclusión interesante se obtiene extrayendo la raiz cuadrada al producto de las ecuaciones 1-18 y 1-19:

$$\sqrt{L_t C_t} = \frac{N_p D}{n} \sqrt{K\,\pi} \times 10^{-10} \text{ segundos} \qquad (1\text{-}20)$$

Esta expresión determina el llamado "período natural" de L_t y C_t, y no contiene los factores d y w. Este importante resultado indica que, mientras d sea sustancialmente inferior al espacio entre cualquier devanado y cualquier parte del núcleo, el espaciado entre devanados no es importante. De hecho, el período natural de alta frecuencia del transformador depende solamente del número de espiras, de la relación de espiras, del diámetro medio y de la constante dieléctrica del aislamiento entre devanados. Sustituyendo en la ecuación 1-14 la ecuación 1-20, se obtiene:

$$t_r = \frac{6\,N_p D}{n} \sqrt{K}\,\alpha \times 10^{-10} \text{ segundos} \qquad (1\text{-}21)$$

que relaciona el tiempo más corto de subida con los parámetros mencionados, con la única adición de la constante de amortiguamiento α. Por lo tanto, es evidente que para conseguir un tiempo de subida más corto en un transformador de impulsos (una frecuencia de corte más elevada en un transformador de banda ancha) se debe procurar:

- Reducir el número de espiras del primario –esta característica es contrapuesta, como se verá a continuación, a la de mejorar el comportamiento del transformador para bajas frecuencias.
- Reducir el diámetro medio: esta característica también es contrapuesta a la obtención de una buena respuesta a bajas frecuencias, pues hace más difícil hacer "caber" el número de espiras suficiente para ello.
- Diseñar el transformador para el máximo valor posible de n: esto significa, en el límite, una gran pérdida de "amplificación". En otras palabras, el aumentar la "ganancia" del transformador significa disminuir su anchura de banda máxima. Es decir, se comprueba de nuevo la semejanza con un amplificador con acoplamiento *RC*, en el cual el producto ganancia-anchura de banda es constante.
- Para el aislamiento entre devanados, utilizar la constante dieléctrica menor posible.
- Reducir la constante de amortiguamiento: esto es posible sólo dentro de un margen limitado, ya que las condiciones impuestas por la ecuación 1-17 para el amortiguamiento crítico fijan la constante de amortiguamiento en la mayoría de casos.

(*Nota.* Si se puede tolerar algún sobreimpulso, se puede diseñar el transformador de forma que el término de la derecha de la ecuación 1-17 sea más pequeño que el de la izquierda. Por ejemplo, si se puede tolerar un sobreimpulso de un 20%, el término de la derecha de la ecuación 1-17 puede multiplicarse por 0,5, obteniéndose aproximadamente un tiempo de subida igual al 60% del valor de amortiguamiento crítico, con sólo una pequeña cantidad de oscilación después del sobreimpulso inicial.)

Las expresiones que figuran en este apartado son empíricas y son más exactas cuando se aplican a un devanado de una sola capa, en el cual w es por lo menos 10

veces mayor que d, y D es del mismo orden que w. Si se aumenta el número de capas, el valor de C_t aumenta ligeramente y lo mismo ocurre con L_t, y el mínimo tiempo de subida se hace progresivamente más largo.

La capacidad externa, si es apreciable, aumentará el mínimo tiempo de subida obtenible con cualquier transformador. Como primera aproximación, para simplificar, si R_s es mucho menor que R_L, es válido añadir a C_t de la ecuación 1-14 una capacidad externa conectada al secundario. Por otra parte, la capacidad conectada al primario tiene en general menos efecto ya que se excita a partir de R_g y su efecto se aprecia con más precisión calculando primero el tiempo de subida del circuito RC formado por la capacidad conectada al primario y R_g, y después combinando este tiempo de subida con el del transformador, calculado a partir de su geometría, tal como se ha descrito anteriormente.

1.7. Comportamiento de los transformadores de impulsos y de banda ancha a bajas frecuencias

La figura 1-11a es el circuito equivalente para bajas frecuencias de un transformador de impulsos, incluyendo la resistencia interna, R_g, del generador. Este circuito equivalente se puede reducir a la forma sencilla de la figura 1-11b, en lo que se refiere a las propiedades que determinan el comportamiento del transformador a bajas frecuencias. En este circuito simplificado se calcula realmente el comportamiento a bajas frecuencias. Si hay que reproducir un impulso plano de duración t_p con un máximo porcentaje de caída de P_d, entonces los valores de R y L_m vienen dados por:

$$P_d \cong \frac{100\ R t_p}{L_m} \qquad (1\text{-}22)$$

para valores pequeños de P_d, donde

$$R = \frac{(R_g + R_p)\left[\dfrac{n^2\,(R_L + R_s) R_c}{n^2\,(R_L + R_s) + R_c}\right]}{R_g + R_p + \left[\dfrac{n^2\,(R_L + R_s)\,R_c}{n^2\,(R_L + R_s) + R_c}\right]} \qquad (1\text{-}23)$$

Es obvio que, con el fin de extender la característica de corte para bajas frecuencias del transformador, de forma que pueda reproducir impulsos planos largos con relativamente poca distorsión, es necesario hacer que L_m sea tan grande como sea posible para un valor determinado de R. El valor de R debe ser lo menor posible para mejorar la respuesta a bajas frecuencias.

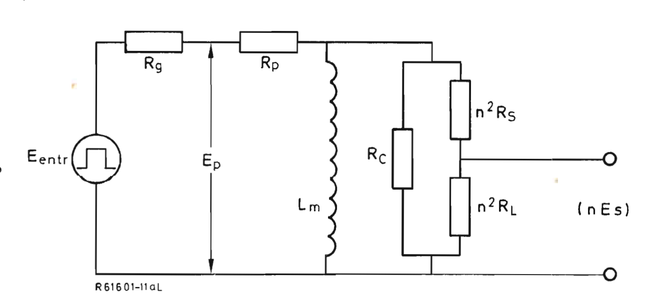


Figura 1-11a. Circuito equivalente de un transformador de impulsos para baja frecuencia.

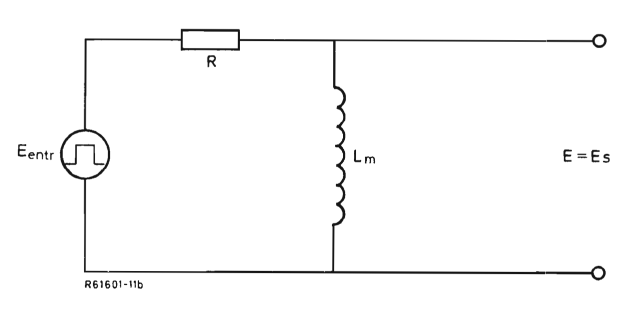


Figura 1-11b. Esquema simplificado del circuito de la figura 1-11a.

Como se ha visto en el apartado anterior, el aumento de L_m produce una disminución de la respuesta a altas frecuencias. Así pues, un determinado transformador tendrá una inherente limitación de su anchura de banda para un determinado conjunto de niveles de impedancias de entrada y de salida. Por otra parte, reduciendo las impedancias de entrada y salida se mejora tanto la respuesta a bajas como a altas frecuencias del transformador y se deberá elegir el circuito externo utilizado de modo que reduzca los valores de R_g y R_L.

Es interesante observar que el valor de L_m es directamente proporcional a la permeabilidad efectiva del núcleo, mientras que la autoinducción de dispersión L_t, no se ve afectada por dicha permeabilidad, siempre que sea elevada respecto a la permeabilidad del aire. Así pues, para obtener la máxima anchura de banda, se debe seleccionar el material para el núcleo de mayor permeabilidad.

De la misma forma, hay que minimizar las pérdidas en el núcleo, que determina R, para mejorar la respuesta del transformador a bajas frecuencias; R_c en general no juega un papel importante en la determinación de la respuesta de corte de alta frecuencia, por supuesto, siempre que las pérdidas en el núcleo se hagan excesivas en la región de interés dentro de las frecuencias altas.

Por lo tanto, se deberá elegir el material del núcleo de forma que tenga una elevada permeabilidad y bajas pérdidas para las frecuencias bajas que caigan dentro del margen de frecuencias de interés, manteniendo las bajas pérdidas dentro de todo el margen de frecuencias. Estos requisitos constituyen prácticamente la descripción de las propiedades de los núcleos de ferrita Ferroxcube recomendadas para una amplia gama de aplicaciones.

1.8. Transformadores de alta frecuencia y banda estrecha

A partir de lo expuesto en el apartado 1.6 resulta evidente que los mismos factores que limitan el tiempo de subida de un transformador, limitan también la frecuencia de corte de alta frecuencia. Aunque se pueden utilizar algunos "trucos" para mejorar o compensar el comportamiento de un transformador, no se puede hacer nada para evitar la atenuación a frecuencias por encima de la frecuencia de corte que viene dada por:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi \sqrt{\alpha L_t C_t}} \qquad (1\text{-}24)$$

Sin embargo, por debajo de f_2 se puede sintonizar el transformador de una forma eficaz sin una atenuación significativamente inferior a la dada por las ecuaciones 1-15 y 1-16. Una buena regla de aplicación consiste en limitar tales aplicaciones a una frecuencia de aproximadamente un tercio de f_2 o inferior, de forma que se minimicen los efectos de L_t.

2. TEORIA DE DISEÑO DE TRANSFORMADORES DE POTENCIA

2.0. Definición de transformador de potencia

En un transformador de potencia,la excitación es lo suficientemente elevada como para provocar que la permeabilidad efectiva del núcleo varíe significativamente del valor (μ_e) de señales pequeñas, utilizado en los cálculos de diseño de los transformadores lineales de bajo nivel. Simultáneamente, las pérdidas en el núcleo se vuelven apreciables, el efecto de autocalentamiento (que se define como el aumento de la temperatura del núcleo y del devanado debido solamente a la excitación, diferenciándolo del aumento de la temperatura debido al intercambio de calor con el ambiente) se puede volver un factor a tener en cuenta y el factor de calidad (Q) es mucho más bajo. Finalmente, los factores que limitan el diseño son consecuencia del excesivo calentamiento más que del menor factor Q o estabilidad.

2.1. Circuitos equivalentes para altas y bajas frecuencias

Los circuitos equivalentes dados anteriormente en las figuras 1-2, 1-3 y 1-9, encontrarán también aplicación tanto en el diseño de transformadores de potencia como en el de los transformadores de bajo nivel. Para la mayor parte de los transformadores de baja frecuencia (hasta 50 kHz e incluso 100 kHz) se puede aplicar el circuito equivalente simplificado de la figura 1-3. Por encima de este margen, los efectos de la autoinducción de dispersión y de la capacidad distribuida se hacen más significativos, mientras que los efectos de la autoinducción magnetizante en paralelo son cada vez menos importantes; la figura 1-9 es la representación más exacta de este circuito. En aquellos diseños especiales que tienen muchas espiras de hilo relativamente delgado, pueden aparecer resonancias que invaliden los procedimientos expuestos aquí, pero tales casos son raros y normalmente previsibles.

2.2. Cálculo de la autoinducción Excitación por c.a. únicamente

Las dos ecuaciones fundamentales establecidas en el apartado 1.1., que determinan la autoinducción y la densidad de flujo son:

$$L_m = 0{,}4\,\pi N_p^2\,\mu \left[\frac{A_e}{\ell_e}\right] \times 10^{-8} \text{ henrios} \qquad (1\text{-}2)$$

$$B = \frac{E \times 10^8}{4{,}44 f N_p A_e} \text{ gauss} \qquad (1\text{-}4)$$

De la ecuación 1-2 se ve que, para una geometría determinada del núcleo, la relación entre la autoinducción y el número de espiras es conocida si se puede determinar la permeabilidad. Como la permeabilidad depende de la densidad de flujo, B, se debe pasar a la ecuación 1-4 para calcular B. Como B también depende del número de espiras, es necesario combinar las ecuaciones 1-2 y 1-4 para obtener la siguiente ecuación:

$$B = \left[\frac{2500\,E}{f\sqrt{L_m V_e}}\right]\sqrt{\mu} \qquad (2\text{-}1)$$

o, $B = k_1 \sqrt{\mu}$ (2-2)

donde, $k_1 = \dfrac{2500\ E}{f\ \sqrt{L_m V_e}}$ (2-3)

y V_e se define como:

$$V_e = \ell_e A_e \tag{2-4}$$

Obsérvese que todos los factores que constituyen k_1 son conocidos:

- A_e es el área eficaz del núcleo en cm^2;
- ℓ_e es la longitud eficaz del circuito magnético del núcleo en cm;
- V_e es el volumen eficaz del núcleo en cm^3, obtenido por la ecuación 2-4 como el producto de A_e y ℓ_e;
- L_m es la inductancia magnetizante mínima en Henrios, obtenida como se indica en el apartado 2.3.;
- E es la tensión de excitación (en voltios eficaces) que figura como dato del problema;
- f es la frecuencia de excitación (en Hz) establecida también inicialmente.

Es conveniente establecer de nuevo la ecuación 2-2 de la siguiente forma:

$$\mu = \frac{B^2}{k_1^2} \tag{2-2a}$$

Un parámetro muy útil para el diseño de transformadores de potencia es la relación entre el producto de los valores límite tensión-corriente y la frecuencia (más baja) a la que debe funcionar.

El producto tensión-corriente es:

$$EI = \frac{E^2}{2\pi f\ L_m} \text{ voltioamperios} \tag{2-5}$$

Por tanto, su relación con la frecuencia será:

$$\frac{EI}{f} = \frac{E^2}{2\pi f^2 L_m} \text{ voltioamperios/Hz} \tag{2-6}$$

Por comodidad, se define un nuevo factor k_2 como:

$$k_2 = \frac{2\pi EI}{f} = \frac{E^2}{L_m f^2} \tag{2-7}$$

Se puede demostrar que el valor máximo de k_2 para cualquier núcleo de material y tamaño determinados es:

$$\frac{k_2}{2\pi} = \frac{15{,}6 \times 10^{-8}}{2\pi} \left[\frac{V_e\,(B_{máx})^2}{\mu_e}\right] \text{ voltioamperios/Hz} \tag{2-7a}$$

donde V_e y μ_e son los definidos y $B_{máx}$ es la máxima densidad de flujo recomendado para el material del núcleo. (La ecuación 2-7a se obtiene de la siguiente forma: se despeja E de la ecuación 1-4, se sustituye su valor en 2-7 y en esta nueva forma de 2-7 se sustituye L_m por su valor de 1-2, se simplifica y opera usando la ecuación 2-4 y se obtiene como resultado la ecuación 2-7a.)

2.3. Procedimiento de diseño del transformador Fase I

En un buen transformador, la corriente de excitación (drenada por L_m) debe ser pequeña en comparación con la corriente de carga. Debido a que ambas están en cuadratura, la corriente de excitación no necesita ser muy pequeña para tener poco efecto; por ejemplo una relación 3 a 1 (entre corriente de carga y corriente magnetizante) dará como resultado una corriente total solamente un 5,7% mayor que la corriente de carga. Se puede definir la relación entre la componente de la corriente del primario y la corriente magnetizante como:

$$M = \frac{I_s}{n\, I_m} \tag{2-8}$$

La autoinducción magnetizante mínima, L_m, se puede calcular por medio de la ecuación 1-5:

$$L_m = \frac{E_p}{2\pi f I_m} \tag{1-5a}$$

Para conseguir la mejor utilización de un determinado núcleo, si deben mantenerse a un mínimo el tamaño, el peso y el coste, M debe estar comprendido entre 10 y 20. Para una mejor regulación (mínima caída de tensión $I_p R_p$) M debe ser inferior, entre 2 y 4 aproximadamente. A frecuencias elevadas, M no necesita ser mayor que 5 para una buena utilización del núcleo.

2.3.1. Elegir un núcleo adecuado de la forma deseada, teniendo en cuenta los valores de k_2 que figuran en la tabla del apéndice. (Para diseños de mínimo tamaño, por debajo de 10 kHz, a temperaturas ambiente inferiores a 75°C, puede ser práctico un núcleo que tenga alrededor del 50% del valor calculado de k_2, ya que las pérdidas serán bajas.)

$$k_2 = \frac{E^2}{L_m f^2} \tag{2-7}$$

2.3.2. Obtener el valor de k_1 de la ecuación 2-3 utilizando el valor de V_e obtenido del catálogo de ferritas para el núcleo elegido.

$$k_1 = \frac{2500\,E}{f\sqrt{L_m V_e}} \qquad (2\text{-}3)$$

2.3.3. Para el núcleo seleccionado se especifica un determinado material y para este material existe un conjunto de curvas de μ en función de B. Utilizando el valor de k_1, buscar un punto de la curva μ-B para el cual:

$$\mu = \frac{B^2}{k_1^2} \qquad (2\text{-}2a)$$

(estas curvas se pueden encontrar en los catálogos de ferritas).

2.3.4. Sustituir el valor de B obtenido así en:

$$B = \frac{E \times 10^8}{4{,}44\, f\, N_p\, A_e} \qquad (1\text{-}4a)$$

y despejar el número de espiras del primario N_p.

2.3.5. Para calcular el grueso del hilo a utilizar se emplea la tabla de hilos del apéndice. Comprobar que el número de espiras N_p ocupa alrededor del 40% del área disponible para el devanado, que se da en el catálogo de Ferritas lineales para el núcleo y carrete elegidos. (Una buena forma de operar es la de permitir una densidad de corriente de 1,55 amperios/mm^2.)

Si el devanado ocupa más espacio, se elige otro núcleo que tenga un factor k_2 por lo menos igual al anterior pero con la ventana mayor, y se repite el cálculo.

2.4. Procedimiento de diseño para baja frecuencia Fase II

Después de haber elegido adecuadamente un núcleo que acomode el número de espiras N_p en el 40% del espacio disponible para el devanado, se procede a "afinar" el diseño para comprobar y proporcionar las especificaciones de regulación y/o rendimiento. El procedimiento que se recomienda es el siguiente:

2.4.1. Con la ayuda de la tabla de hilos, se determina R_p, o sea la resistencia de N_p a 20°C. Suponer que la mitad del grado de regulación del transformador es debida al primario y comprobar que:

$$R_p = 1/2\, n^2 R_L (1 - \alpha) \qquad (2\text{-}9)$$

donde $(1 - \alpha)$ es la regulación del transformador expresada en valores numéricos (por ejemplo, si se especifica una regulación del 10%, $(1 - \alpha) = 0{,}1$, o $\alpha = 0{,}9$), y $n^2 R_L$ es la resistencia de carga equivalente referida al primario. Para determinar n, utilizar la ecuación 1-9. Si R_p es demasiado elevada, los cálculos de la fase I deben repetirse utilizando un núcleo con mayor ventana.

Corregir N_p para permitir la caída de tensión deseada en R_p:

$$N_p' = N_p \left[1 - \frac{(1-\alpha)}{2}\right] \qquad (2\text{-}10)$$

2.4.2. Determinar a continuación el número de espiras del secundario, N_s':

$$N_s' = \frac{N_p'}{n}\left[1 + \frac{(1-\alpha)}{2}\right] \qquad (2\text{-}11)$$

y a partir de la corriente (carga) del secundario y de la tabla de hilos del apéndice, determinar el espesor del hilo del secundario y comprobar que no ocupa más del 35%-40% del área disponible para el devanado.

2.4.3. Calcular las pérdidas totales en el cobre y sumarlas a las pérdidas en el núcleo, obtenidas en los gráficos correspondientes al material del núcleo seleccionado de acuerdo con los valores conocidos de B y f. Dicha suma es la potencia total (P_t) que se disipa en el transformador. A partir de esta potencia y de P_0, se puede obtener el aumento de temperatura del transformador. El factor de aumento de temperatura dado en el apéndice para el núcleo es:

$$T_{rise} = \frac{50\, P_t}{P_0} \qquad (2\text{-}12)$$

2.4.4. Una vez calculado el aumento de temperatura y conociendo la temperatura ambiente máxima a la que deberá funcionar el transformador, se puede determinar la temperatura máxima real, $T_{máx}$, que es la suma de ambas. Esta temperatura se puede usar como un "ajuste final", para ajustar la relación de espiras que compensa

el inevitable aumento de R_p y R_s con la temperatura, modificando N_s a un nuevo valor N_s'', tal que:

$$R' = R\,[\,1 + r\,(T_{máx} - 20°)] \qquad (2\text{-}13)$$

donde r es el coeficiente de temperatura de la resistividad del cobre y es aproximadamente igual a 0,0040.

A continuación hay que comprobar de nuevo que N_s y N_p, con el aislamiento adecuado, caben en el espacio reservado para el devanado.

2.4.5. Como comprobación adicional en el diseño, hay que comparar el valor de μ para $T_{máx}$ con el valor obtenido de la curva correspondiente a 100°C en el apartado *2.3.3.* Salvo en el caso de que el nuevo valor sea totalmente diferente del anterior –50% o más– el efecto sobre L_m, N_p y B no es muy importante. Si es así, un pequeño aumento en el número de espiras en ambos devanados los corregirá.

2.4.6. Como comprobación final del diseño se calcula la autoinducción de dispersión, o se determina su efecto en la regulación para la frecuencia de funcionamiento más elevada.

En el apartado 1-6 se da un método para calcular la autoinducción de dispersión L_t, particularmente en la ecuación 1-18 y la figura 1-10. El efecto de la autoinducción de dispersión en la regulación se puede estimar comparando X_t (= $2\,\pi f L_t$) con la resistencia equivalente (referida al primario) de ambos devanados ($R_p + n^2\,R_s$). Si X_t es importante (recuérdese que se suman en cuadratura), se repite la ecuación 2-9 del apartado 2.4.1., utilizando:

$$\sqrt{(2\,R_p)^2 + (X_t)^2} \leqslant n^2\,R_L\,(1 - \alpha) \qquad (2\text{-}14)$$

para determinar la máxima R_p permisible. (Si X_t es demasiado grande para permitir se consiga la regulación deseada, será necesario proceder a un nuevo diseño, en el cual la autoinducción de dispersión se reduzca drásticamente, cambiando la geometría del devanado.)

2.5. Transformadores de potencia especiales

Ahora ya se está en condiciones de utilizar un conjunto de procedimientos para conseguir, si no unos diseños óptimos, sí unos diseños prácticos muy próximos a los óptimos que sólo necesitan ligeras modificaciones que se obtienen en el laboratorio de acuerdo con el comportamiento de un prototipo.

2.6. Requisitos de los transformadores para inversores/convertidores

En los procedimientos descritos en los apartados anteriores, se ha supuesto un funcionamiento lineal con tensiones sinusoidales convencionales, a pesar de los relativamente altos niveles de potencia implicados. En los apartados sucesivos, que están dedicados a transformadores de potencia para ondas cuadradas, se describe una aproximación de diseño que se presta al desarrollo de muchos transformadores especiales.

Debido a su elevada permeabilidad y a sus inherentes bajas pérdidas para potencias relativamente altas y frecuencias de audio, los núcleos de ferrita son particularmente adecuados para ser usados en aplicaciones con ondas cuadradas, en las cuales el núcleo es rápidamente conmutado desde una magnetización completa en un sentido al opuesto. Este funcionamiento es característico de los convertidores e inversores de calidad en los cuales el transformador no llega a saturarse, pero que es excitado muy próximo a la saturación por un transistor de conmutación que se excita independientemente.

2.7. Elección del núcleo para transformadores de inversores

Se ha creido conveniente utilizar la nomenclatura de la figura 2-1, que establece la máxima densidad de flujo "lineal", $B_{máx}$, para un determinado material del núcleo, y una permeabilidad media equivalente, μ_{av}. La relación entre $B_{máx}$ y el valor de pico de la tensión del primario, $E_{p\,máx}$, se puede demostrar que es:

$$E_{p\,máx} = 4\,f N_p A_e B_{máx} \times 10^8 \text{ voltios} \qquad (2\text{-}15)$$

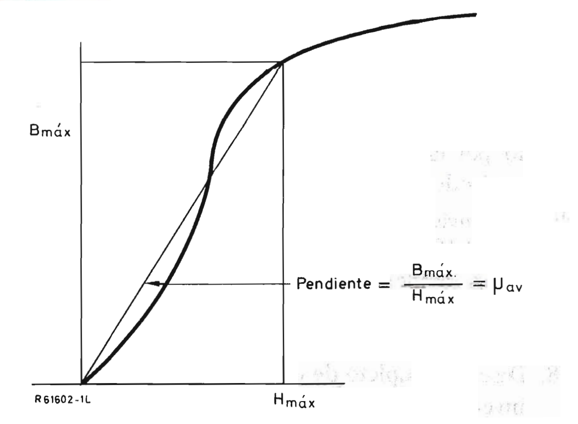


Figura 2-1. Relación entre la densidad de flujo B y la magnetización H.

donde N_p es el número de espiras del primario sujetas a la tensión $E_{p\ máx}$, A_e es la sección eficaz del núcleo en cm^2 y f la frecuencia de la onda cuadrada en Hz.

La corriente de pico del primario del transformador, $I_{p\ máx}$, se puede estimar en un primer intento, a partir de la potencia de carga, suponiendo un rendimiento moderado del 80%, de forma que:

$$I_{p\ máx} = \frac{P_{load}\ (\text{vatios})}{E_{p\ máx} \times 0{,}80} \text{ amperios} \qquad (2\text{-}16)$$

Como la densidad de corriente en el devanado primario se estableció anteriormente en 1,55 amperios/mm², la sección eficaz del hilo, A_x, es aproximadamente:

$$A_x = \frac{I_{p\ máx}}{1{,}55} = \frac{P_{load}}{1{,}24\, E_{p\ máx}} \text{ mm}^2 \qquad (2\text{-}17)$$

y el número de espiras se puede relacionar con el área disponible en el núcleo para el devanado A_c (suponiendo una utilización total del 70% y asignando al primario un 45% de dicha área). Para un primario partido se puede establecer que:

$$2N_p = \frac{A_c(0{,}70)(0{,}45)}{A_x} = \frac{0{,}315\, A_c \times 124\, E_{p\ máx}}{P_{load}} \text{ espiras} \qquad (2\text{-}18)$$

ó $$2N_p = \frac{39\ A_c E_{p\ máx}}{P_{load}} \text{ espiras}$$

Sustituyendo esta expresión de N_p en la ecuación 2-15, se puede obtener la relación entre el producto mínimo de A_e y A_c y los parámetros conocidos:

$$A_c A_e = \frac{1{,}3\, P_{load} \times 10^6}{f\, B_{máx}} \text{ cm}^4 \qquad (2\text{-}19)$$

Para elegir un núcleo de un determinado tipo (determinado por las consideraciones habituales de su geometría y método de producción) sólo se necesita conocer el valor de $B_{máx}$ del material de que está hecho, resolver la ecuación 2-19 y elegir el tamaño del núcleo que proporcione por lo menos el producto mínimo de A_e y A_c.

2.8. Diseño completo de un transformador para inversores

Una característica importante de los transformadores para inversores es que tienen una autoinducción magnetizante, L_m, adecuada para evitar una caída excesiva del impulso (apartados 1.5 y 1.7 y en particular las ecuaciones 1-12, 1-22 y 1-23). Después de haber trasladado las especificaciones de caída del impulso en términos de la autoinducción necesaria L_m, se comprueba el diseño establecido hasta aquí utilizando la expresión:

$$L_m = \frac{0{,}4\,\pi N_p^2 \left(\dfrac{\mu_{av}}{2}\right) A_e}{\ell_e} \times 10^{-8} \text{ henrios} \qquad (2\text{-}20)$$

que se obtiene de la ecuación 1-2 suponiendo que

$$\mu = \frac{\mu_{av}}{2} \text{ para } B = B_{máx}$$

Suponiendo que el valor de L obtenido en la ecuación 2-18 es por lo menos igual al mínimo valor de L_m necesario para cumplir con los requisitos de caída del impulso (si no es así, se necesita un núcleo mayor y más espiras), se puede empezar el ajuste del diseño.

El proceso de ajuste es casi idéntico al seguido para los transformadores de potencia convencionales.

- Comprobar que R_p y R_s permiten la regulación que se desea (ver apartados 2.4.1. y 2.4.2.).
- Determinar el aumento de temperatura calculando las pérdidas en el cobre (ver apartado 2.4.3.).
- Ajustar la regulación para la temperatura real de funcionamiento (ver apartado 2.4.4.).
- Comprobar la variación de μ con la temperatura, suponiendo que μ_{av} varía en la misma proporción que μ (ver apartado 2.4.5.).
- Finalmente, comprobar que L_t y C_t no provoquen retrasos en la conmutación o excesiva oscilación parásita durante la conmutación. Esto se puede hacer suponiendo que el tiempo de subida necesario de la onda cuadrada, si no está especificado, es tal que $f_2 = 20\, f$. (Ver apartado 1.5 y en especial las ecuaciones 1-13, 1-14, 1-15, 1-16 y 1-17; véase también el apartado 1-6 y las ecuaciones 1-18, 1-19 y 1-20).

Ejemplo de diseño de transformadores de potencia

Se monta una pequeña fuente de alimentación directamente en una placa de circuito impreso enchufable. Su transformador debe bobinarse por tanto en un núcleo envolvente utilizando los accesorios adecuados. (Este conjunto es muy adecuado por ser compacto, económico

y estar autoapantallado). Los parámetros son:

Tensión del primario (E_p) = 115 voltios monofásicos.
Frecuencia (f) = 400 Hz.
Tensión del secundario = = 11,5 voltios eficaces.
Corriente del secundario = = 0,9 amperios eficaces. } 10,35 vatios
Máxima temperatura ambiente = 40°C.
Regulación máxima = 12% desde carga nula a máxima.

En primer lugar se obtiene $I_p \cong \dfrac{10{,}35}{115} = 0{,}09$ amperios. Como el tamaño es un factor a tener en cuenta, se utiliza $M = 10$ en el cálculo de k_2 de acuerdo con 2-7:

$$k_2 = \frac{2\pi E_p I_p}{Mf} = \frac{2\pi \times 115 \times 0{,}09}{10 \times 400} = 162 \times 10^{-4}$$

Como la temperatura ambiente es baja, y la frecuencia está por debajo de 10 kHz, se elige un núcleo envolvente que tenga un k_2 aproximadamente igual a la mitad del valor calculado, obtenido de la tabla del apéndice o en catálogo de ferritas lineales.

Un núcleo adecuado parece ser el tipo P36/22-3B7, para el cual:

$k_2 = 131 \times 10^{-4}$; $V_e = 10{,}7\ \text{cm}^3$; $A_e = 2{,}02\ \text{cm}^2$ y $0{,}4\ A_{CB} = 0{,}3\ \text{cm}^2$

L_m (para $M = 10$) se halla según el apartado 2.3.:

$$L_m = \frac{115}{2\pi \times 400 \times 0{,}009} = 5{,}1 \text{ henrios}$$

Resolviendo ahora la ecuación 2-3 para k_1:

$$k_1 = \frac{2500 \times 115}{400\sqrt{5{,}1 \times 10{,}7}} = 97{,}4$$

y $$k_1^2 = 9{,}400 = \frac{B^2}{\mu}$$

En las curvas de los catálogos de ferritas, se selecciona, para el material 3B7 a 100°C, un punto en el cual $B = 3{,}300$ y $\mu = 1050$, de modo que $k_1 = 100$. Resolviendo 1-4 para N_p se tiene:

$$N_p = \frac{115 \times 10^8}{4{,}44 \times 400 \times 3{,}300 \times 2{,}02} = 960 \text{ espiras}$$

Estas espiras deben caber en un área igual a $0{,}4\,A_{CB}$ que es igual a 0,3 cm² para una densidad de devanado de 3200 esp/cm². A partir de la tabla de hilos del apéndice se obtiene un hilo de 0,15 mm con una buena aproximación. (El ajuste reducirá N_p y se dispondrá de un margen del 20% por el hecho de utilizar $0{,}4\,A_{CB}$ en lugar de $0{,}5\,A_{CB}$.)

Para $M = 10$ se puede despreciar I_m de forma que la densidad de corriente es 5,1 A/cm², lo que resulta demasiado elevado, pero como las pérdidas en el núcleo serán bajas, es aconsejable probar con este núcleo.

La longitud de la espira media del carrete es 7,4 cm (obtenida del catálogo). De la tabla de hilos se obtiene que el hilo de 0,15 mm tiene una resistencia de 0,99 Ω/m por tanto, R_p será de 960 × 0,074 × 0,99 = 70 Ω a 20°C. Para una corriente I_p = 0,09 A, la regulación del primario será de 0,09 × 70 = 6,3 voltios, o del 5,5%. Las pérdidas en el cobre del primario serán por lo tanto de 0,567 vatios. Las pérdidas totales en el cobre serán entonces de alrededor de 1,15 vatios a elevada temperatura después del ajuste. Las pérdidas en el núcleo se pueden estimar de alrededor de 15 mW/cm³ (obtenidas del punto correspondiente a 1 kHz en las curvas de pérdidas del material 3B7). Se puede tomar como volumen del núcleo el valor V_e = 10,7 cm³, para unas pérdidas de alrededor de 0,16 vatios. Las pérdidas totales serán de 1,31 vatios. El valor de P_0 para este núcleo es de 1,06 vatios para un aumento de 50°C. El aumento real será pues del orden de

$$\frac{1{,}31}{1{,}06} \times 50 = 62°\text{C}$$

que es un resultado razonable.

Para ajustar el diseño se utiliza primero la ecuación 2-10 y después la 2-11:

$$N'_p = N_p \left[1 - \frac{(1 - 0{,}895)}{2}\right] = 960\,[0{,}9475] = 910 \text{ espiras}$$

$$N'_s = \frac{N_p}{n}\left[1 + \frac{(1 - 0{,}895)}{2}\right] = \frac{960}{\frac{115}{11{,}5}}\,[1{,}0525] = 101 \text{ espiras}$$

Este número de espiras cabe, y se obtiene una regulación que cumple con las especificaciones con aumento aceptable de temperatura.

3. TEORIA DE DISEÑO DE AUTOINDUCCIONES LINEALES DE BAJO NIVEL

3.0. Definición de autoinducciones de baja energía

En esta clase de componentes se incluyen todos aquellos dispositivos que deben tener una autoinducción específica y a menudo un valor máximo determinado con un factor Q mínimo específico, normalmente con una tolerancia determinada dentro de unos márgenes de frecuencia y temperatura determinados y de un margen de excitación (tensión) determinado. Se llaman autoinducciones de *baja energía* porque la excitación máxima no conduce al núcleo fuera de la región lineal y por lo tanto la permeabilidad eficaz (μ_e) es esencialmente constante y se puede suponer que la autoinducción es independiente de la excitación, en otras palabras, que la autoinducción es un dispositivo magnético lineal.

3.1. Nota acerca de los límites de excitación

La excitación aplicada a una autoinducción lineal no debe hacer que el núcleo sobre el que está bobinada pueda funcionar fuera de la región lineal de la curva de magnetización B en función de H. Para una excitación de c.a., $B_{máx}$ se puede calcular con la siguiente expresión:

$$B_{máx\ (c.a.)} = \frac{E_{ef} \times 10^8}{4{,}44\, f N A_e} \text{ gauss} \qquad (3\text{-}1)$$

donde A_e es el área "equivalente" del circuito magnético en cm², E_{ef} el valor eficaz de la tensión alterna aplicada, N el número de espiras y f la frecuencia de excitación en Hertzios.

Si la excitación contiene una componente de c.c. superpuesta, además de la de c.a., se debe modificar el valor de $B_{máx}$ de la siguiente forma:

$$B_{máx\ (total)} = B_{máx\ (c.a.)} + B_{máx\ (c.c.)}$$

$$B_{máx\ (total)} = \frac{E_{ef} \times 10^8}{4{,}44 f N A_e} + \frac{N I_{c.c.} A_L}{10\, A_e} \qquad (3\text{-}2)$$

Un límite de seguridad para $B_{máx}$, que permite aplicar los procedimientos de diseño que se dan a continuación, es 250 gauss.

Densidades de flujo superiores provocarán un funcionamiento no lineal que introducirá errores en el cálculo de la autoinducción y del factor Q.

En la tabla 3-1 se puede obtener un valor aproximado de A_e para los doce tamaños normalizados de núcleos envolventes.

3.2. Márgenes de frecuencia

Los núcleos envolventes normalizados de Ferroxcube para autoinducciones de baja energía se fabrican de cuatro tipos de ferritas. Cada tipo ofrece características deseables (elevada permeabilidad eficaz, bajas pérdidas, estabilidad durante largo tiempo, coeficiente de temperatura controlado) dentro de un determinado margen de frecuencias para el cual se recomienda.

3.3. La tabla 3-2 resume las propiedades de estos cuatro tipos de material. Se puede encontrar información técnica más completa de todos los tipos de ferrita en los catálogos de ferritas lineales.

Tabla 3-1.

Grupo de núcleo	A_e (cm²)	*Grupo de núcleo*	A_e (cm²)
743	0,0433	2616	0,948
905	0,101	3019	1,38
1107	0,167	3622	2,02
1408	0,251	4229	2,66
1811	0,433	45	2,91
2213	0,635	6656	7,15

Tabla 3.2.

Material Ferroxcube	*Margen de frec. recomendado*	*Resumen propiedades*
3B7	frecuencias de potencia a 300 kHz	C.T. prácticamente cero. Mayor factor Q que 3B9, permitiendo mayores valores de A_L
3B9	frecuencias de potencia a 300 kHz	Lineal, C.T. controlado sobre ancho margen de temperatura (–30 a +70°C) para compensar los condensadores de poliestireno
3D3	200 kHz a 2,5 MHz	Lineal, C.T. controlado sobre un ancho margen de temperatura (–30 a +70°C) para compensar los condensadores de poliestireno
4C4	1 MHz a 200 MHz	C.T. negativo, lineal, controlado para compensar los condensadores de mica-plata.

3.4. Construcción de un núcleo envolvente

Un núcleo envolvente forma un circuito ferromagnético casi cerrado que tiene un entrehierro inherentemente pequeño entre sus dos partes y en los núcleos usados aquí, un núcleo central adecuado para introducir un entrehierro mayor. La permeabilidad se puede ajustar de forma muy eficaz variando el espesor del entrehierro del núcleo central.

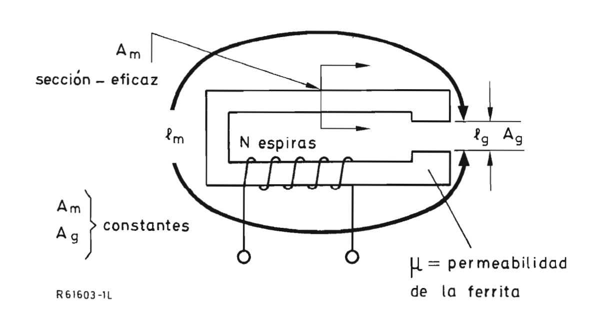


Figura 3-1. Representación usual de una autoinducción de un núcleo envolvente.

3.5. Permeabilidad eficaz

La figura 3-1 representa de una forma aproximada pero útil una autoinducción con un núcleo envolvente. En tal autoinducción, su valor viene dado por:

$$L = \frac{0{,}4\,\pi^2 N^2 \times 10^{-8}}{\dfrac{\ell_m}{\mu_0 A_m} + \dfrac{\ell_g}{A_g}} \qquad (3\text{-}3)$$

El denominador se expresa normalmente como $\Sigma \dfrac{\ell}{\mu_e A}$ que es la reluctancia del circuito magnético. Es conveniente saber que un núcleo envolvente proporciona un circuito magnético cerrado y homogéneo, que posee una permeabilidad eficaz μ_e, tal que:

$$L = \mu_e \left[\frac{0{,}4\,\pi N^2 \times 10^{-8}}{\Sigma \dfrac{\ell}{A}} \right] \text{henrios} \qquad (3\text{-}4)$$

Para entrehierros pequeños, $\mu_0 \cong \mu_e$, la permeabilidad eficaz del núcleo envolvente, y

$$L = \mu_e L_0 \qquad (3\text{-}5)$$

Para un determinado tipo de ferrita y una gama determinada de dimensiones de núcleos envolventes (incluyendo el entrehierro), se pueden relacionar de una forma simple la permeabilidad eficaz μ_e, la autoinducción y el número de espiras.

En realidad, por conveniencia de cálculo se efectúa una nueva simplificación en la relación entre μ_e y ℓ/A, en lo que se refiere a núcleos envolventes de Ferroxcube, Se trata del "índice de autoinducción" A_L que se establece para cada núcleo teniendo en cuenta las dimensiones, el tipo de ferrita de la que está hecho el núcleo y el entrehierro particular ajustado en fábrica. Este índice se expresa directamente en milihenrios por devanado de 1000 espiras. Algebraicamente:

$$A_L = \frac{4\,\pi\,\mu_e}{\Sigma \dfrac{\ell}{A}} \qquad (3\text{-}6)$$

3.6. Cálculo de la autoinducción

Una vez que se conoce A_L para cada núcleo, el número de espiras (N) necesario para obtener una determinada autoinducción L, se puede calcular por medio de la ecuación 3-7, en la que se tiene en cuenta que L es directamente proporcional a N^2. (Véase la ecuación 3-3.)

$$N = 10^3 \sqrt{\frac{L}{A_L}} \qquad (3\text{-}7)$$

donde L se expresa en milihenrios.

En los catálogos de ferritas se dan, para cada grupo de núcleos, curvas que muestran el decrecimiento típico de A_L en función de la altura relativa del bobinado en un carrete parcialmente llenado, y el margen de ajuste de la autoinducción conseguido con los ajustadores normalizados disponibles para cada tamaño de núcleo y tipo de material.

3.7. Importancia del entrehierro

Se ha visto ya como el tamaño del entrehierro determina la permeabilidad eficaz μ_e, y por tanto determina también el índice de autoinducción A_L de un núcleo en particular. El entrehierro ejerce también dos importantes

influencias en el comportamiento de la autoinducción de baja energía bobinada en el núcleo:

- Cuanto más grande sea el entrehierro (menor A_L), mayor será la estabilidad de la autoinducción con el tiempo y la temperatura.
- Cuanto más grande sea el entrehierro (menor A_L), menor será el máximo factor Q obtenible para cualquier autoinducción que se obtenga con el núcleo.

En muchas aplicaciones que requieren simultáneamente elevada estabilidad y elevado factor Q, existe un conflicto de diseño entre estas dos relaciones. Si se añade al conflicto la necesidad de minimizar el tamaño del núcleo, quedan impuestas limitaciones al diseño, y la elección del núcleo adecuado se convierte en una etapa crítica del procedimiento de diseño.

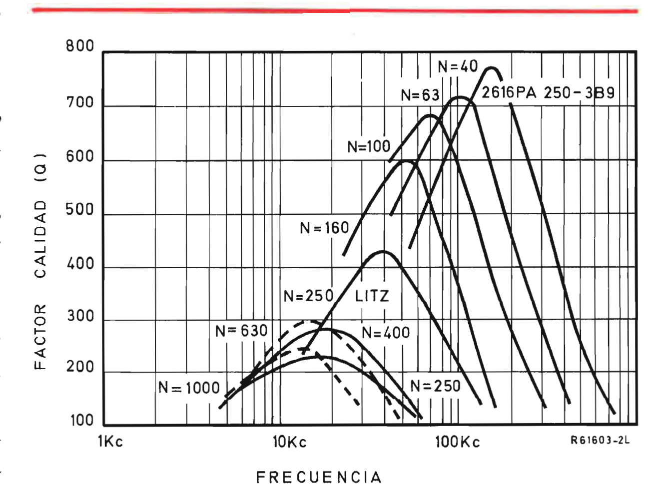


Figura 3-2. Relación entre el factor de calidad Q y la frecuencia (curva Q).

3.8. Comprobación de que el devanado "cabe"

En los catálogos de ferritas lineales se dan, en forma de tablas y de curvas Q, todas las especificaciones de los núcleos envolventes normalizados de Ferroxcube.

Después de determinar el número de espiras necesario para obtener una determinada autoinducción, el número de espiras se divide por el área del devanado que se da en la tabla correspondiente al grupo de núcleos elegido. El cociente obtenido es el número de espiras por unidad de superficie, que determina el hilo más grueso que se puede utilizar para que el número de espiras necesario quepa en el núcleo – suponiendo una utilización del 100% del área disponible, lo que sólo se puede obtener con un bobinado por capas muy exacto. La tabla de hilos que se da en apéndice da el espesor de aislamiento y por lo tanto permite determinar el mayor grueso práctico del hilo para un devanado exacto por capas. El bobinado práctico comercial es posiblemente el 90 o el 95% del valor obtenido.

3.9. Curvas Q

En los catálogos de ferritas lineales se da, para cada grupo de núcleos normalizados, un conjunto de curvas que relacionan el factor Q con la frecuencia para cada valor A_L del entrehierro normalizado, suponiendo que el espacio para el devanado está completamente lleno. En la figura 3-2 se da una de estas curvas.

Obsérvese que las curvas Q se dan tanto para devanados con hilo normal (para bajas frecuencias) como para hilo de Litz (para frecuencias más elevadas) con el número de espiras creciente en progresión geométrica. Se pueden obtener valores intermedios (entre curvas) con buena aproximación, por interpolación.

3.10. Coeficiente de temperatura de la permeabilidad eficaz (autoinducción)

Como se ve en la ecuación 3-2 la autoinducción (L) es directamente proporcional a la permeabilidad eficaz (μ_e) determinada por el núcleo y su particular entrehierro, y por lo tanto el coeficiente de temperatura dado es también el coeficiente de temperatura de la autoinducción en PPM/°C. Obsérvese que los núcleos con mayor entrehierro tienen un coeficiente de temperatura menor (mayor estabilidad de la autoinducción con la temperatura).

Existe también una pequeña pero observable variación del factor Q con la temperatura. Cada uno de los siguientes factores de pérdidas, afecta al factor Q de la bobina; pérdidas debidas a la resistencia del cobre (incluyendo el "efecto pelicular"), pérdidas por fugas dieléctricas en los devanados, y por tres componentes de pérdidas en el núcleo: histéresis, corrientes parásitas y residuales. Todos estos factores de pérdidas están algo influenciados por las variaciones de la temperatura y por lo tanto afectarán también al factor Q.

Se debe tener en cuenta que los valores dados para el coeficiente de temperatura no son esencialmente constantes, sino que están sujetos a tolerancias de fabricación. Cuando se desee hacer uso de la ventaja que supone la inherente estabilidad de la ferrita de Ferroxcube utilizándola para compensar el coeficiente de temperatura de un condensador, no se busca el mínimo coeficiente de temperatura sino uno conocido con exactitud.

3.11. Procedimientos de diseño

A continuación se describen cinco de los casos más frecuentes de problemas de diseño de autoinducciones, ordenados de menor a mayor complejidad. Se trata cada uno por separado, recomendando un procedimiento óptimo para cada diseño y poniendo un ejemplo para cada uno.

3.11.1. Caso I – Factor más importante L/V

En este caso, tanto el factor Q como la estabilidad son tan bajos que casi cualquier diseño que proporcione la autoinducción requerida será satisfactorio. En este caso, lo que se desea reducir es el volumen V_e necesario para conseguir la autoinducción especificada. El procedimiento a seguir es extremadamente simple:

Primero: se elige el material adecuado para el núcleo: cualquiera que esté recomendado en el margen de frecuencias de interés.

Segundo: se busca el grupo de núcleos envolventes del material elegido de menor volumen y de ellos se elige el que tenga el mayor valor de A_L (entrehierro menor).

Tercero: se determina el número de espiras necesario (N) utilizando la ecuación 3-7.

Cuarto: se comprueba que para que quepa el número de espiras necesario, el hilo a utilizar no sea demasiado delgado para ser económico. (Para ello se utiliza la tabla de hilos del apéndice y el procedimiento descrito en el apartado 3-8.) Si el número de espiras cabe se puede hacer una comprobación aproximada del factor Q conseguido con la ayuda de las curvas (véase el apartado 3.9), también se puede comprobar si el coeficiente de temperatura es lo suficientemente bajo (ver 3-10) y con ello se completa el diseño.

Si el número de espiras necesario utilizando un hilo práctico no cabe, se elige un núcleo mayor del mismo material y se repiten las etapas tercera y cuarta. Continuar el proceso hasta encontrar el núcleo adecuado.

Ejemplo: Diseño del caso I

Diseñar la autoinducción más pequeña posible de 400 mH para 150 kHz, utilizando un hilo no más delgado que 0,04 mm de diámetro. Se desea además una baja desviación de la inductancia con la temperatura.

1. De acuerdo con la tabla 3-2, se elige el tipo de material 3B7 (con preferencia al 3B9) porque tiene bajo coeficiente de temperatura y está recomendado para 150 kHz.
2. En el catálogo de ferritas se encuentra que el grupo de núcleos más pequeños del grado 3B7 es el grupo 905, para el cual el valor más alto de A_L es 160.
3. Utilizando la ecuación 3-7 con $L = 400$ mH y $A_L = 160$, el número de espiras N es:

$$N = 10^3 \sqrt{\frac{400}{160}} = 1580 \text{ espiras}$$

4. Utilizando un carrete de una sola sección, el área del devanado según la tabla del grupo de núcleos es 0,101 cm^2 y por lo tanto en un cm^2 caben 15742 espiras.

3.11.2. Caso II – Factores más importantes L y Q

En este caso, la estabilidad necesaria es baja y el volumen es un factor de importancia secundaria.

Primero: se elige el material adecuado para el núcleo: el que tenga el mayor factor Q dentro del margen de frecuencias de interés (ver las curvas Q y el apartado 3-9).

Segundo: se busca el grupo de núcleos más pequeños fabricados con el material elegido, que tenga el mayor valor de A_L (entrehierro menor) con el factor Q por lo menos igual al especificado en el margen de frecuencias de interés.

Tercero: usando este valor de A_L, se calcula el número de espiras necesario para conseguir la autoinducción especificada, utilizando la ecuación 3-7.

Cuarto: utilizando las curvas Q como guía (ver apartado 3-9), se verifica que cabe el número de espiras necesario de hilo de suficiente grueso como para mantener el factor Q al mínimo necesario (utilícese la tabla de hilos como se ha descrito en el apartado 3.8.).

Si el devanado cabe, se comprueba aproximadamente el coeficiente de temperatura (como en el apartado 3-10) dándose por finalizado el diseño.

Si el devanado no cabe, se elige un grupo de núcleos mayor y se repiten los pasos segundo, tercero y cuarto. Se procede de la misma forma hasta encontrar el núcleo satisfactorio menor posible.

Nota: para obtener el máximo factor Q, se elige el grupo de núcleos mayor que pueda tolerarse dimensional y económicamente.

3.11.3. Caso III – Factores más importantes Q y el coeficiente de temperatura

En este caso están la mayoría de aplicaciones en las que se desea un circuito sintonizado, el valor de L no es importante, pero se necesita un factor Q y una estabilidad elevados (coeficiente de temperatura bajo o controlado). Tal como se hizo en el apartado 3.10, se debe distinguir entre coeficiente de temperatura mínimo y coeficiente de temperatura controlado. Este procedimiento examina ambos tipos de coeficientes de temperatura empezando por el C.T. mínimo.

Primero: se elige el material adecuado para el núcleo: el que tenga el máximo factor Q en el margen de frecuencias de interés (véanse las curvas Q y el apartado 3.9).

Segundo: se elige el grupo de núcleos mayor que pueda aceptarse dimensional y económicamente, que esté fabricado con el material elegido.

Tercero: con la ayuda de las curvas Q para este grupo de núcleos, se elige el que tenga el valor más bajo de A_L que proporcione el mínimo factor Q aceptable dentro del margen de frecuencias de interés.

Cuarto: con la ayuda de la tabla correspondiente al grupo de núcleos se comprueba que el coeficiente de temperatura es suficientemente bajo para el núcleo con este valor de A_L.

Si el coeficiente de temperatura es más bajo de lo necesario, un núcleo con entrehierro menor (A_L más alto) conduciría probablemente a un compromiso mejor ya que tendría un factor Q más elevado, con la estabilidad adecuada. Si tanto el coeficiente de temperatura como el factor Q obtenidos son superiores a lo necesario, se puede probar con un grupo de núcleos más pequeño, repitiendo los pasos tercero y cuarto hasta encontrar el núcleo más pequeño que tenga el factor Q y el coeficiente de temperatura suficientemente elevados.

En las aplicaciones en las que es deseable un coeficiente de temperatura controlado de forma que se complemente (en oposición) con el del condensador de resonancia, se deben revisar las etapas tercera y cuarta, es decir:

Tercero (otra alternativa): con la ayuda de las tablas del grupo elegido, se selecciona el que tenga el coeficiente de temperatura más próximo al deseado.

Cuarto (otra alternativa): se comprueba, con la ayuda de las curvas Q, que el núcleo elegido tiene un valor de A_L suficiente para mantener el factor Q necesario dentro del margen de frecuencias de interés.

Aquí de nuevo puede suceder que el grupo de núcleos que pueda aceptarse, no represente el mejor diseño. Es aconsejable comprobar con un grupo de núcleos menor si se puede obtener el coeficiente de temperatura deseado, sobre todo si el factor Q obtenido en la etapa cuarta de esta segunda alternativa es mayor que el necesario. Otra razón para revisar el diseño con núcleos menores es que presentan coeficientes de temperatura que no se encuentran en los tamaños mayores, siempre que el factor Q inferior que se obtenga con ellos sea tolerable.

3.11.4. Caso IV – Factores más importantes L/V y C.T.

En este caso se encuentran principalmente autoinducciones para redes de instrumentación y filtros de baja frecuencia que tengan que funcionar bajo severas condiciones ambientales, el factor Q necesario es moderado pero se requieren un volumen mínimo y una estabilidad elevada frente a la temperatura.

Primero: se elige el material adecuado para el núcleo: uno que esté recomendado para la gama de frecuencias de interés.

Segundo: se busca el grupo de núcleos más pequeño, fabricado con el material elegido que proporcione un coeficiente de temperatura aceptablemente bajo dentro del margen de temperaturas de interés. Esto corresponderá a un entrehierro determinado (A_L).

Tercero: utilizando la ecuación 3-7 se determina el número de espiras necesario y con el valor de A_L se obtiene la autoinducción necesaria.

Cuarto: se comprueba qué hilo práctico deberá usarse para hacer caber el número de espiras (N) calculado. (véase el apartado 3.8.).

Suponiendo que el devanado cabe, se puede comprobar aproximadamente el factor Q conseguido (véase apartado 3.9.).

Si el devanado no cabe, se prueba el siguiente grupo de núcleos mayores que tenga un coeficiente de temperatura aceptablemente bajo, repitiendo las etapas tercera y cuarta. Continuar eligiendo núcleos mayores hasta obtener un diseño aceptable.

3.11.5. Caso V – Factores más importantes Q, L/V y C.T.

Dentro de este grupo relativamente pequeño pero no menos importante de aplicaciones, se utilizan a menudo hasta el límite las posibilidades de las ferritas y de los núcleos envolventes. El procedimiento que se recomienda es el siguiente:

Primero: se elige el material que tenga el máximo factor Q dentro del margen de frecuencias de interés.

Segundo: se busca el grupo de núcleos entre los fabricados con el material elegido que, con cualquier entrehierro, presente un coeficiente de temperatura suficientemente bajo. A dichos núcleos se les llama "núcleos de estabilidad aceptable".

Tercero: se eligen entre los núcleos de estabilidad aceptable aquellos cuyas curvas Q indican un valor aceptable o mayor dentro del margen de frecuencias de interés. A dichos núcleos se les conoce por "núcleos de factor Q y coeficiente de temperatura aceptables".

Cuarto: empezando por el núcleo más pequeño de "factor Q y *C.T.* aceptables" y utilizando su valor de A_L en la ecuación 3-7, determinar el número de espiras.

Quinto: se comprueba si el devanado cabe (véase el apartado 3.8) y asegurarse de que la autoinducción necesaria puede obtenerse con un hilo práctico.

Sexto: si el hilo difiere mucho del utilizado para obtener la curva Q (que aparece indicado en la curva), se comprueba el factor Q utilizando la aproximación dada en el apartado 3.9.

Suponiendo que el devanado cabe y que el factor Q es aceptable, el diseño se finaliza con éxito. Si no es así, se procede de la misma forma con el siguiente grupo de núcleos mayores, repitiendo las etapas cuarta, quinta y sexta y así sucesivamente hasta conseguir el diseño adecuado.

Si con el grupo de núcleos mayor no se pueden obtener las características deseadas, se dispone de los siguientes recursos:

- emplear una ferrita especial;
- utilizar un núcleo con entrehierro especial para dicha aplicación;
- utilizar una estructura de devanado especial;
- emplear dos o más núcleos disponiendo los devanados en serie.

4. TEORIA DE DISEÑO DE AUTOINDUCCIONES DE POTENCIA

4.0. Definición de autoinducciones de potencia

En las autoinducciones de potencia, la excitación es suficientemente elevada para provocar que la permeabilidad eficaz varíe mucho del valor de señales pequeñas (μ_e) utilizado en los cálculos de autoinducciones de baja energía. Al mismo tiempo, las pérdidas en el núcleo se hacen apreciables, el autocalentamiento (que se define como el aumento de temperatura en el devanado y el núcleo debido solamente a la excitación y es diferente del aumento de temperatura producido por el intercambio de calor con el ambiente que lo rodea) se vuelve un factor a tener en cuenta y el factor Q es sustancialmente más bajo. Finalmente, los límites de diseño vienen normalmente determinados por el calentamiento más que por la estabilidad o por el descenso de Q.

4.1. Consideraciones generales de diseño

El procedimiento que se recomienda aquí para el diseño de autoinducciones de potencia es prácticamente el mismo que el utilizado para transformadores de potencia ya que se imponen las mismas limitaciones de diseño (principalmente la variación de la permeabilidad con la excitación y el aumento de la temperatura debido a las pérdidas en el núcleo y en el cobre y en segundo lugar el factor Q y/o la resistencia de corriente continua), con sólo dos diferencias de poca importancia.

- El factor Q y/o la resistencia de corriente continua ocupa el lugar de la regulación en el diseño de transformadores.
- Sólo un devanado debe caber en la ventana disponible del núcleo en el diseño de autoinducciones en lugar de dos en el diseño de transformadores.

4.2. Permeabilidad eficaz en función de la densidad de flujo

Las curvas de la figura 4-1 dan la relación entre μ y $B_{máx}$, la densidad de flujo correspondiente al pico de la excitación aplicada, para varios valores de A_L del núcleo. Esta familia de curvas es típica y ha sido obtenida para un núcleo de una determinada forma y tamaño, fabricado con un determinado tipo de ferrita Ferroxcube a una determinada temperatura. Cada curva de la familia corresponde a un determinado entrehierro que se describe, como es usual, en términos del índice de autoinduc-

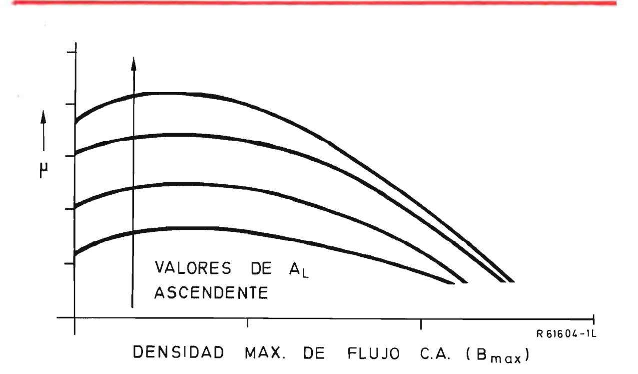


Figura 4-1. Relación entre la permeabilidad, μ, y la máxima densidad de flujo con excitación de c.a. solamente, $B_{máx}$.

ción, A_L, que presentaría el núcleo con su entrehierro a baja excitación (próximo a cero). Como es de esperar, cuanto mayor es el entrehierro, más constante es la permeabilidad y se acerca más al valor correspondiente a $B_{máx} = 0$. Como también es de esperar, cuando el núcleo se satura fuertemente, la permeabilidad eficaz cae a un valor relativamente bajo.

4.3. Permeabilidad eficaz en función de la densidad de flujo de c.a. con excitación de c.c.

Las curvas de la figura 4-2 corresponden a un determinado material de núcleo, así como a una determinada estructura y entrehierro. Estas curvas relacionan la permeabilidad, μ, y $B_{máx}$, para diferentes valores de H_0 o sea de la magnetización de c.c. del núcleo en la que se superpone la excitación de c.a. Resulta obvio, a partir de estas curvas, que la magnetización de c.c. reduce la permeabilidad del núcleo y que provoca su saturación a un valor de densidad de flujo de pico más bajo. (Hay que recalcar que la densidad de flujo a la que se refiere todo este apartado, es la producida solamente por la excitación de c.a.).

4.4. Variación de la permeabilidad con la temperatura

Las curvas de la figura 4-3 están dibujadas para diversos materiales del núcleo y son independientes de la estructura de éste y del entrehierro. Estas curvas relacionan la permeabilidad del material del núcleo, μ, con la temperatura del núcleo para un único valor de la densidad de flujo. Es evidente, a partir de estas curvas, que el efecto de la temperatura en la permeabilidad, aunque significativo, es relativamente pequeño y usualmente se debe tener en cuenta en la fase de repaso del diseño.

4.5. Pérdidas en el núcleo en función de la densidad de flujo y de la frecuencia

Las curvas de la figura 4-4 están dibujadas para un determinado material del núcleo, pero son independientes de la estructura de éste y del entrehierro. Estas relacionan las pérdidas en el núcleo con la densidad de flujo para diversos valores de la frecuencia. Se pueden dibujar curvas similares para las pérdidas en el núcleo en función de la frecuencia para diversos valores de la densidad de flujo. Obsérvese que las pérdidas en el núcleo están expresadas en milivatios/cm^3 del volumen del núcleo.

4.6. Pérdidas en el núcleo en función de la densidad de flujo y de la temperatura

Las curvas de la figura 4-5 corresponden a un determinado material del núcleo, pero son independientes de la estructura de éste y del entrehierro. Estas curvas dan

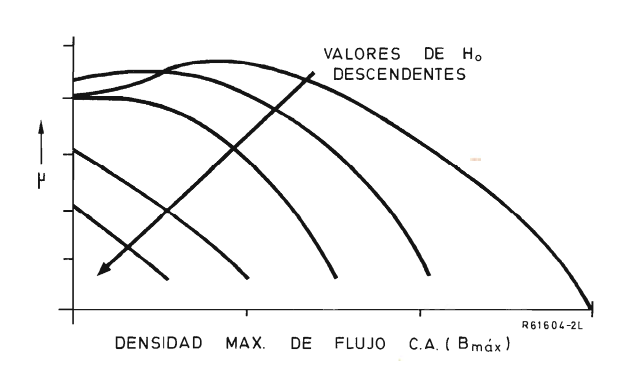


Figura 4-2. Relación entre la permeabilidad, μ, y la máxima densidad de flujo de c.a. con excitación de c.c. (debida a H_0).

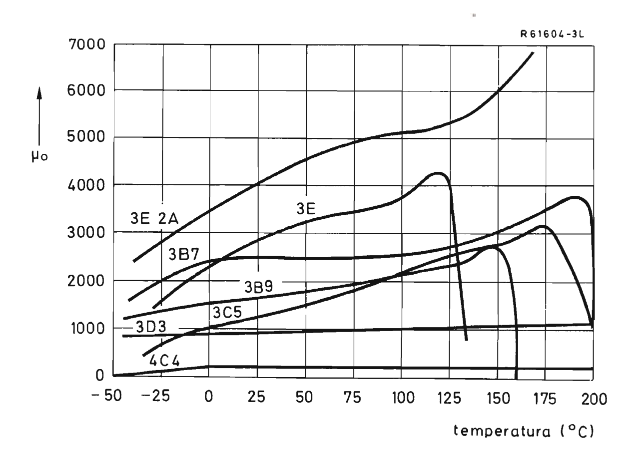


Figura 4-3. Permeabilidad inicial μ_0 respecto a la temperatura.

las pérdidas en el núcleo en función de la densidad de flujo para varias temperaturas del núcleo. Como ocurría en el caso de la permeabilidad, se puede ver que el efecto de la temperatura, aunque significativo, es de segundo orden de forma que se puede despreciar totalmente, o aplicarlo solamente como corrección del diseño en un repaso.

4.7. Cálculo de la autoinducción Sólo excitacion de c.a.

Se repiten aquí las dos ecuaciones fundamentales establecidas en el apartado 1.1. para la autoinducción y la densidad de flujo.

$$L = 0{,}4\,\pi N^2 \mu \left[\frac{A_e}{\ell_e}\right] \times 10^{-8} \text{ henrios} \quad (1\text{-}2)$$

$$B = \frac{E \times 10^8}{4{,}44 f N A_e} \text{ gauss} \quad (1\text{-}4)$$

En la ecuación 1-2 se ve que para un núcleo de una geometría determinada, la relación entre la autoinducción y el número de espiras es conocida si se puede determinar la permeabilidad. Ya que la permeabilidad depende de la densidad de flujo B, ésta se puede obtener de la ecuación 1-4. Como B depende también del número de espiras, es necesario combinar las ecuaciones 1-2 y 1-4 para obtener una nueva ecuación:

$$B = \left[\frac{2500\,E}{f\sqrt{L\,V_e}}\right]\sqrt{\mu} \quad (4\text{-}1)$$

o bien, $B = k_1 \sqrt{\mu}$ (4-2)

donde $$k_1 = \frac{2500\,E}{f\sqrt{L\,V_e}} \quad (4\text{-}3)$$

y V_e se define como:

$$V_e = \ell_e A_e \quad (4\text{-}4)$$

Obsérvese que todos los factores que componen k_1 son conocidos:

- A_e es el área eficaz del núcleo en cm^2 (se da en los catálogos de ferritas);
- ℓ_e es la longitud eficaz del circuito magnético del núcleo en cm (dada también en las tablas de los catálogos);
- V_e es el volumen eficaz del núcleo en cm^3 que se obtiene con la ecuación 4-4 multiplicando A_e por ℓ_e;
- L es la autoinducción requerida en henrios, que es parte del problema;
- E es la tensión eficaz de excitación en voltios, también es parte del problema;
- f es la frecuencia de excitación en Hz, establecida inicialmente.

Es conveniente expresar la ecuación 4-2 de la siguiente forma:

$$\mu = \frac{B^2}{k_1^2} \quad (4\text{-}2a)$$

Un parámetro muy útil en el diseño de autoinducciones de potencia es la relación entre su potencia y la frecuencia (más baja) a la que debe utilizarse.

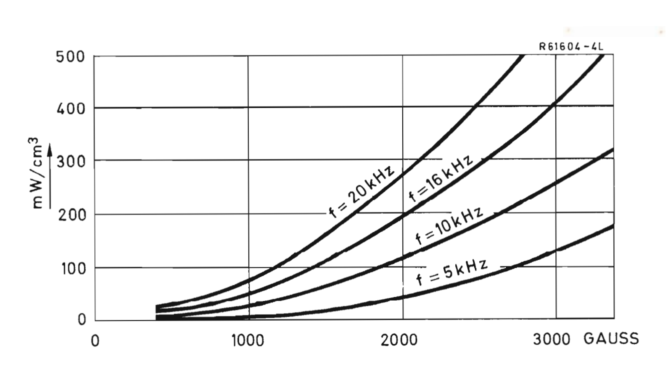


Figura 4-4. Relación entre las pérdidas en el núcleo y máxima densidad de flujo, para un determinado material del núcleo.

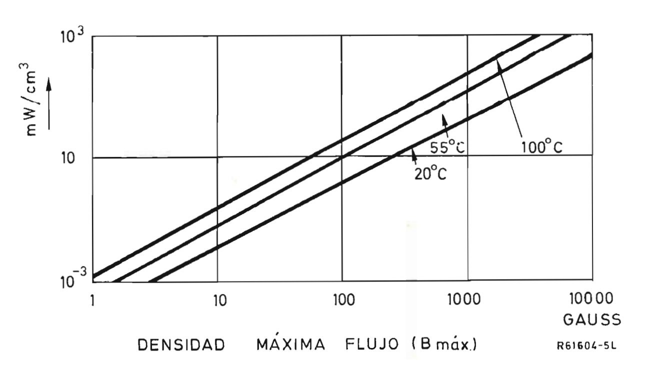


Figura 4-5. Relación entre las pérdidas en el núcleo y la máxima densidad de flujo para varias temperaturas del núcleo.

El valor límite de potencia de una autoinducción está dada por:

$$EI = \frac{E^2}{2\pi f L} \text{ voltioamperios} \qquad (4\text{-}5)$$

por lo tanto, su relación con la frecuencia es:

$$\frac{EI}{f} = \frac{E^2}{2\pi f^2 L} \text{ voltioamperios/Hz} \qquad (4\text{-}6)$$

Por conveniencia, se define un nuevo factor k_2 como:

$$k_2 = \frac{2\pi EI}{f} = \frac{E^2}{Lf^2} \qquad (4\text{-}7)$$

Se puede demostrar (resolviendo la ecuación 1-4 para E, sustituyendo esta expresión en 4-7 y sustituyendo en esta nueva forma de 4-7 la ecuación 1-2 para L, simplificar utilizando 4-4 y se obtiene como resultado la ecuación 4-7a) que el máximo valor de k_2 para cualquier tamaño, forma y material del núcleo está dado por:

$$\frac{k_2}{2\pi} = \frac{15{,}6 \times 10^{-8}}{2} \left[\frac{V_e\,(B_{máx})^2}{\mu_e}\right] \text{voltioamperios/Hz} \qquad (4\text{-}7a)$$

V_e y μ_e ya han sido definidos y $B_{máx}$ es la densidad de flujo máxima recomendada para un determinado material.

4.8. Procedimiento de diseño – Fase I

En la tabla del apéndice se dan los valores de k_2 para los núcleos adecuados para ser utilizados en autoinducciones de potencia (o transformadores). Así pues, el diseño se inicia hallando el valor de k_2 mediante la ecuación 4-7 y seleccionando el núcleo más pequeño que tenga el valor de k_2 igual o mayor que el calculado. Para obtener el valor de k_1 en la ecuación 4-3 se puede utilizar el valor de V_e que se obtenga del catálogo de ferritas.

Una vez calculado k_1 se debe obtener un punto en las curvas de permeabilidad en función de la densidad de flujo, que satisfaga la ecuación 4-2a, es decir, un punto en el cual μ es igual a B^2/k_1^2. Después de corregir este valor de μ según la configuración del núcleo, se vuelve a la ecuación 1-2 y utilizando de nuevo el valor de μ se determina el número de espiras N necesario para obtener la autoinducción requerida. Como comprobación se puede hallar la densidad de flujo B para el valor de N con la ayuda de la ecuación 1-4.

Ejemplo de cálculo

Se necesita una autoinducción de 5 henrios, arrollada en un núcleo E-I o E-E, para funcionar con una excitación de 32 voltios y 400 Hz.

1. De la ecuación 4-7 se obtiene:

$$k_2 = \frac{32^2}{5 \times 400^2} = 128 \times 10^{-5}$$

2. Utilizando la tabla del apéndice se elige el núcleo tipo EE30/30/7 para el cual $k_2 = 192 \times 10^{-5}$ de material 3E1. Este núcleo tiene $V_e = 4\ \text{cm}^3$, $A_e = 0{,}597\ \text{cm}^2$ y $\ell_e = 6{,}69$ cm.
3. Utilizando la ecuación 4-3 se tiene:

$$k_1 = \frac{2500 \times 32}{400\sqrt{5{,}0 \times 4}} \cong 45$$

4. De la ecuación 4-2a se sabe que se debe operar en un punto de la curva μ en función de B para el material 3E1 en el cual:

$$\mu = \frac{B^2}{k_1^2} = \frac{B^2}{2025}$$

5. Utilizando la curva de μ en función de B para 25°C que se encuentra en el catálogo de ferritas, este punto es aproximadamente:

$$\mu = 1750$$
$$B = 2000$$

6. Del catálogo de ferritas obtenemos que para el núcleo EE30/30/7, el valor de μ_e mínimo es 2375. Tomamos entonces este valor de μ_e.
7. Despejando N de la ecuación 1-2 se obtiene:

$$N = \sqrt{\frac{5{,}0 \times 6{,}69}{0{,}4\pi \times 2375 \times 0{,}597 \times 10^{-8}}} \approx 1370 \text{ espiras}$$

8. Para comprobar, se sustituye el valor obtenido en la ecuación 1-4 y se calcula B:

$$B = \frac{32 \times 10^8}{4{,}44 \times 400 \times 1370 \times 0{,}597} \approx 2200$$

9. Para comprobar la autoinducción se sustituye en la ecuación 1-3 el valor de A_L que se da en el catálogo. (Obsérvese que en este caso la permeabilidad para B = 2200 es igual a μ_0 de forma que se puede utilizar el valor de A_L del catálogo.)En otros casos en los que la permeabilidad es mayor o menor que μ_0, el valor de A_L debe aumentarse o disminuirse proporcionalmente.
10. Calcular a continuación el hilo necesario para que quepa y la densidad de corriente.

4.9. Finalización del diseño – Fase II

Después de haber determinado el número de espiras necesario para obtener la autoinducción deseada, sólo es necesario comprobar que cabe en el devanado utilizando un hilo del grosor adecuado a la corriente que circulará por él, según la ecuación 1-5:

$$I = \frac{E}{2\pi f L} \text{ amperios} \qquad (1\text{-}5a)$$

Una buena forma de operar consiste en permitir una densidad de corriente de 1,55 amperios/mm². La tabla 3-1 del grupo de núcleos proporciona información del área disponible para el devanado. De hecho, esta área no se puede llenar completamente de cobre. Se debe tener en cuenta que el hilo está aislado y que su sección es (normalmente) redonda y no cuadrada, por lo cual el rendimiento del devanado no puede ser mucho mayor que el 80%; además, el carrete y el aislamiento entre capas (si se utilizan) ocupan una parte del área de la ventana. El procedimiento a seguir es similar al descrito en el apartado 1.3., excepto en que para determinar "A_p" no se debe tener en cuenta ningún devanado secundario. Utilizando una forma de la ecuación 1-10, se puede determinar el hilo mayor que cabrá en el núcleo.

$$\text{Espiras/cm}^2 = \frac{N}{A_C} \qquad (1\text{-}10a)$$

Si la sección obtenida es igual o mayor que la del hilo elegido, la primera parte del diseño ha terminado. Si no es así, hay que elegir un núcleo que tenga una ventana mayor (y un valor de k_2 por lo menos igual al anterior) y repetir el diseño.

4.10. Ajuste del diseño

Una vez elegido el tamaño del hilo, será posible calcular la resistencia del devanado y estimar las pérdidas totales en el cobre. Conociendo las pérdidas en el devanado y en el núcleo (obtenidas de las curvas correspondientes al material elegido), se puede conocer la potencia total (P_t) disipada en la autoinducción.

Habiendo calculado esta potencia, se puede determinar el aumento de temperatura a partir de:

$$T_{aumento} = \frac{50\, P_t}{P_0} \qquad (4\text{-}8)$$

donde el factor P_0 está dado para cada núcleo en la tabla del apéndice. (P_0 es el nivel de disipación de potencia que provoca un aumento de temperatura de 50°C por encima de la temperatura ambiente.)

Una vez determinado el aumento de temperatura del núcleo, es posible comprobar y "ajustar" el diseño según el efecto que dicho aumento provoque en la autoinducción (permeabilidad) y en el factor Q. Ya que estos ajustes son debidos a factores de segundo orden, raras veces provocan variaciones del diseño superiores al 5% y un pequeño cambio del número de espiras será suficiente, aunque la primera parte del diseño haya resultado próxima al máximo posible.

4.11. Cálculo de la autoinducción Excitación de c.a. y c.c.

En muchas autoinducciones de potencia existe una fuerte componente de c.c. de excitación. En la práctica es muy frecuente que dicha componente de c.c. produzca una fuerza magnetomotriz muchas veces superior a la producida por la corriente de pico de la excitación de c.a. Bajo estas circunstancias, la inserción de un entrehierro en el circuito magnético permite utilizar un núcleo más pequeño que el necesario con un circuito magnético cerrado, siendo igual todo lo demás.

Sin embargo, la inserción del entrehierro complica las relaciones entre los otros parámetros involucrados en la autoinducción. Ahora existe una trayectoria de flujo equivalente o "híbrido", parte del cual es relativamente largo, de elevada permeabilidad, formado por ferrita y parte de éste es relativamente corto pero con entrehierro de baja permeabilidad. Como la permeabilidad del entrehierro puede tomarse igual a la unidad, la expresión de la longitud eficaz del circuito magnético ℓ_e es (véase la figura 4-6):

$$\ell_e = \ell_m + \mu \ell_g \qquad (4\text{-}9)$$

donde μ es la permeabilidad del material magnético, ℓ_m es la longitud del circuito magnético (considerado antes

como ℓ_e para entrehierro cero) y ℓ_g es el espesor del entrehierro. En las expresiones que se dan a continuación, todas las longitudes se expresan en cm.

Aunque a veces existe una dispersión de flujo significativa en el entrehierro, no hay necesidad, por lo menos en la primera fase del diseño, de intentar compensarla, de forma que se puede suponer:

$$A_e = A_m = A_g \tag{4-10}$$

donde A_m es el valor considerado antes como A_e para entrehierro cero. Todas estas áreas se expresan en cm^2.

4.12. Concepto de permeabilidad media

La figura 4-7 muestra una curva de histéresis típica empleada en los núcleos de ferrita de Ferroxcube. La saturación se hace evidente para una densidad de flujo, $B_{máx}$, correspondiente a una fuerza magnetomotriz $H_{máx}$. Si, como primera aproximación, se desprecia el hecho de que la curva de histéresis se aparta mucho de una línea recta entre el punto (0, 0) y el punto ($B_{máx}$, $H_{máx}$) se puede definir una permeabilidad media, μ_{av}, como la pendiente de dicha línea recta. Este valor está tabulado en los catálogos de ferritas y en el apéndice, para cada material de núcleos.

Entonces, como primera aproximación se puede escribir la ecuación 4-9 de la siguiente forma:

$$\ell_e \cong \ell_m + \mu_{av}\,\ell_g \tag{4-11}$$

y también se puede escribir la expresión de la máxima densidad de flujo, $B_{máx}$, y la inductancia, L, en términos de μ_{av}:

$$B_{máx} \cong \frac{0{,}4\,\pi\,I_{máx}\,\mu_{av}}{\ell_e} \text{ gauss} \tag{4-12}$$

donde $I_{máx}$ es la máxima corriente de excitación (c.a. más c.c.);

$$L \cong \frac{0{,}4\,\pi\,N^2\,\mu_{av}\,A_e}{\ell_e} \times 10^{-8} \text{ henrios} \tag{4-13}$$

Obsérvese que estas dos ecuaciones se pueden combinar para eliminar la aproximación supuesta, ya que se elimina tanto μ_{av} como ℓ_e y se obtiene:

$$N = \frac{L\,I_{máx}}{A_e\,B_{máx}} \times 10^8 \tag{4-14}$$

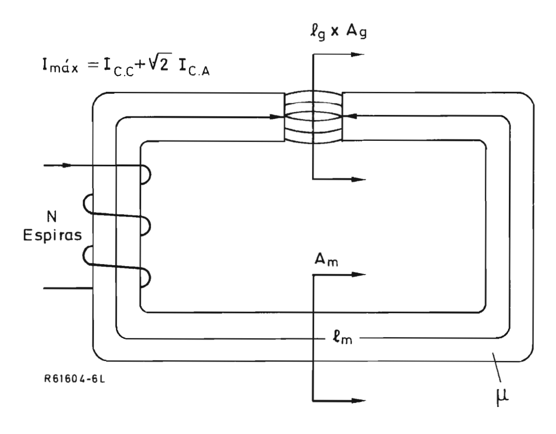


Figura 4-6.

4.13. Cálculo del número de espiras necesario

El planteamiento del problema siempre contendrá valores de $I_{c.c.}$, $E_{c.a.}$ f y L, a partir de los cuales se podrá calcular $I_{máx}$.

De la figura 4-8, en la que se supone una forma de onda sinusoidal de la corriente para excitación de c.a., se obtiene:

$$I_{c.a.} = \frac{E_{c.a.}}{2\,\pi f L} \tag{4-15}$$

suponiendo que la resistencia de la autoinducción se puede despreciar. A partir de esto,

$$I_{máx} = I_{c.c.} + \sqrt{2}\; I_{c.a.} \tag{4-16}$$

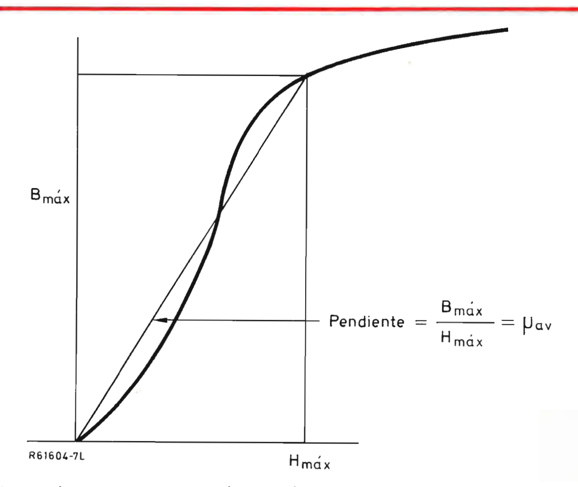


Figura 4-7. Curva de histéresis típica para los materiales del núcleo empleados en núcleos de ferrita de Ferroxcube.

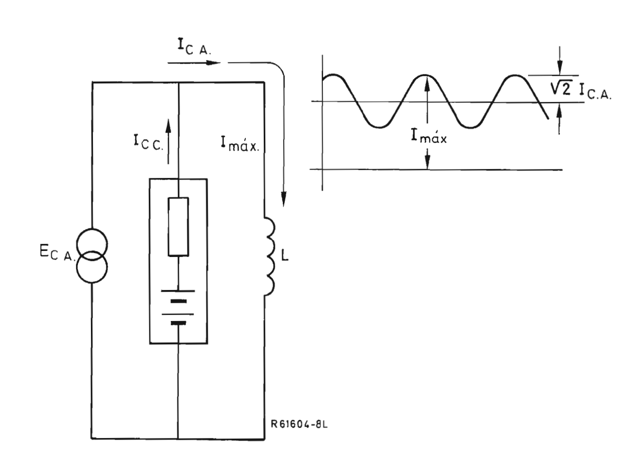


Figura 4-8. $I_{c.c.} + \sqrt{2}\, I_{c.a.} = I_{máx}$

$$I_{c.a.} = \frac{E_{c.a.}}{2\pi f L}$$

$$I_{ef} = (I_{c.c.}) + (I_{c.a.})$$

El valor de $I_{máx}$ nos permitirá elegir el grueso del hilo provisionalmente que tenga una sección A_x. El área total del devanado, suponiendo un rendimiento del devanado del 80%, es:

$$A_c = \frac{N A_x}{0{,}8} \quad (4\text{-}17)$$

Sustituyendo la ecuación 4-14 en la 4-17 se obtiene:

$$A_c = \frac{A_x\, L\, I_{máx}}{0{,}8\, A_e\, B_{máx}} \times 10^8 \text{ cm}^2 \quad (4\text{-}18)$$

que se puede escribir de la siguiente forma:

$$A_c A_e = \frac{A_x\, L\, I_{máx}}{0{,}8\, B_{máx}} \times 10^8 \text{ cm}^4 \quad (4\text{-}19)$$

Obsérvese que todos los factores de la derecha de la ecuación son conocidos una vez que ha sido elegido el material del núcleo, obteniéndose $B_{máx}$. Por lo tanto, es conocido el valor del producto del área del carrete y el del área eficaz de la sección magnética del núcleo que se debe emplear. Conocido este producto $A_c\, A_e$, se puede elegir directamente la geometría del núcleo más adecuada y elegir un tamaño provisional del núcleo que satisfaga nuestros requisitos.

Ejemplo del diseño una autoinducción para excitación de c.a. y c.c.

Se necesita una autoinducción de filtro (construida con un núcleo envolvente) para un rectificador en puente de onda completa trifásico a 50 Hz. La temperatura ambiente está entre 25 y 30°C.

$L = 10$ mH
$I_{c.c.} = 0{,}10$ amperios
$E_{c.a.} = 1{,}6$ voltios eficaces
$f = 360$ Hz

1. A partir de las ecuaciones 4-15 y 4-16 se calcula $I_{máx}$:

$$I_{máx} = 0{,}1 + \sqrt{2}\left[\frac{1{,}6}{2\pi \times 360 \times 0{,}01}\right] \cong 0{,}2 \text{ amperios}$$

2. En la tabla de hilos del apéndice se elige el hilo de 0,45 mm de diámetro que tiene $A_x = 0{,}159$ mm^2.
3. Consultando el catálogo se elige el material 3E1 ya que el margen de temperatura no es ancho y sus pérdidas son pequeñas a bajas frecuencias. (Nota: el material 3E1 es el más económico y es el más corriente en toda clase de núcleos de diversos tamaños. Este material tiene una $B_{máx}$ de 3500 gauss a 2,0 Oersteds y su $\mu_{av} = 1500$.)
4. Utilizando la ecuación 4-19 se obtiene el producto $A_c A_e$:

$$A_c A_e = \frac{0{,}00159 \times 0{,}01 \times 0{,}2}{0{,}8 \times 3000} \times 10^8 = 0{,}1457 \text{ cm}^4$$

5. Utilizando las tablas del grupo de núcleos, se encuentra que el núcleo envolvente más pequeño de material 3E1, que posee un producto $A_c\, A_e$ como el calculado es el tipo P22/13, en el cual $A_e = 0{,}633$ cm^2 y $A_{CB} = 0{,}28$ cm^2.
6. Utilizando la ecuación 4-14 se calcula en número de espiras:

$$N = \frac{0{,}01 \times 0{,}22}{0{,}633 \times 3000} \times 10^8 = 115 \text{ espiras}$$

7. Se comprueba si el número de espiras calculado de hilo de 0,45 mm de diámetro "cabe"; para ello se utiliza la tabla de hilos del apéndice y el área del carrete adecuado.

$$\text{número de espiras/cm}^2 = \frac{115}{0{,}28} = 411$$

Por tanto, el hilo de 0,45 mm de diámetro será adecuado aunque un poco justo.

8. A partir de la ecuación 4-12 se puede calcular la longitud equivalente del circuito magnético (con entrehierro), ℓ_e:

$$\ell_{e\ equiv.} = \frac{0{,}4\ \pi \times 115 \times 0{,}22 \times 2000}{3500} = 18{,}1 \text{ cm}$$

Se comprueba que el valor de ℓ_e dado en las tablas del grupo de núcleos es en realidad la longitud del circuito magnético, a la que se ha llamado ℓ_m y tiene un valor de 3,15 cm en este caso.

9. La longitud del entrehierro, ℓ_g, se puede calcular ahora a partir de la ecuación 4-11:

$$18{,}1 = 3{,}15 + 2000\ \ell_g$$

$$\ell_g = 0{,}0075 \text{ cm.}$$

APENDICE

Valores del factor k_2 para núcleos de ferrita

tamaño-grado	k_2	*tamaño-grado*	k_2
Núcleos envolventes		P30/19 – 3B7	771×10^{-5}
		P30/19 – 3H1	508×10^{-5}
P9/5 – 3B7	255×10^{-6}	P30/19 – 3D3	213×10^{-4}
P9/5 – 3H1	168×10^{-6}	P30/19 – 3E1	322×10^{-5}
P9/5 – 4C6	258×10^{-5}	P36/22 – 3B7	131×10^{-4}
P9/5 – 3D3	528×10^{-6}	P36/22 – 3H1	860×10^{-5}
P11/7 – 3B7	478×10^{-6}	P36/22 – 3D3	134×10^{-4}
P11/7 – 3H1	314×10^{-6}	P36/22 – 3E1	800×10^{-5}
P11/7 – 3D3	969×10^{-6}	P42/29 – 3B7	214×10^{-4}
P11/7 – 4C6	515×10^{-5}	P42/29 – 3H1	141×10^{-4}
P14/8 – 3B7	875×10^{-6}	P66/56 – 3B7	164×10^{-3}
P14/8 – 3H1	576×10^{-6}	P66/56 – 3E1	509×10^{-4}
P14/8 – 3D3	185×10^{-5}		
P14/8 – 3E1	294×10^{-6}	*Núcleos EE y EI*	
P14/8 – 4C6	101×10^{-4}		
P18/11 – 3B7	158×10^{-5}	EE13/13/3 – 3H1	280×10^{-6}
P18/11 – 3H1	104×10^{-5}	EE20/20/5 – 3E1	725×10^{-6}
P18/11 – 3D3	403×10^{-5}	EE30/30/7 – 3E1	192×10^{-5}
P18/11 – 3E1	606×10^{-6}	EE42/42/15–3E1	779×10^{-5}
P18/11 – 4C6	230×10^{-4}	EI42/29/15 – 3E1	583×10^{-5}
P22/13 – 3B7	265×10^{-5}	EE55/55/21 – 3E1	188×10^{-4}
P22/13 – 3H1	174×10^{-5}	E65/32/13 – 3E1	522×10^{-4}
P22/13 – 3D3	707×10^{-5}		
P22/13 – 3E1	102×10^{-5}	*Núcleos UU y UI*	
P22/13 – 4C6	410×10^{-4}		
P26/16 – 3B7	456×10^{-5}	UU93/152/30	218×10^{-3}
P26/16 – 3H1	301×10^{-5}	UI93/104/30	158×10^{-3}
P26/16 – 3D3	121×10^{-4}	UU100/114/25	139×10^{-3}
P26/16 – 3E1	137×10^{-5}	UI100/82/25	111×10^{-3}
P26/16 – 4C6	725×10^{-4}	UU64/59/14	187×10^{-4}

Tabla de hilos para bobinar

diámetro hilo desnudo (mm)	*sección (mm^2)*	*resistencia por metro (20°C)*	*n° espiras por cm^2, hilo esmaltado*	*intensidad para 1,55 A/mm^2 (amperios)*
0,04	0,00125	13,92	33856	0,00193
0,05	0,00196	8,95	21609	0,00303
0,06	0,00282	6,18	14884	0,00437
0,07	0,00384	4,54	10000	0,00595
0,08	0,00503	3,50	9604	0,00779
0,09	0,00636	2,75	8100	0,00985
0,10	0,00785	2,22	6561	0,01216
0,11	0,00950	1,84	5184	0,01472
0,12	0,01131	1,55	4489	0,01753
0,13	0,01327	1,82	3844	0,02056
0,14	0,01539	1,14	3481	0,02385
0,15	0,01767	0,99	3025	0,02738
0,16	0,02011	0,87	2704	0,03117
0,17	0,02270	0,772	2500	0,03518
0,18	0,02545	0,685	2209	0,03944
0,19	0,02835	0,617	2025	0,04394
0,20	0,03142	0,557	1849	0,04870
0,22	0,03801	0,460	1521	0,05891
0,25	0,04909	0,375	1225	0,07608
0,30	0,07069	0,248	841	0,1095
0,35	0,09621	0,182	645	0,1491
0,40	0,1257	0,139	506	0,1984
0,45	0,1590	0,110	400	0,2464
0,50	0,1964	0,0895	328	0,3044
0,60	0,2827	0,0618	231	0,4381
0,70	0,3848	0,0455	174	0,5964
0,80	0,5027	0,0348	132	0,7791
0,90	0,6362	0,0275	106	0,9861
1,00	0,7854	0,0223	86	1,217
1,10	0,9503	0,0184	71	1,472
1,20	1,1310	0,0155	59	1,753
1,30	1,3273	0,0132	50	2,057
1,40	1,5393	0,0113	44	2,385
1,50	1,7671	0,00992	38	2,739
1,60	2,0106	0,00870	35	3,116
1,70	2,2698	0,00770	30	3,518
1,80	2,5446	0,00687	27	3,944
1,90	2,8352	0,00617	24	4,394
2,00	3,1416	0,00557	22	4,869

Características del Ferroxcube para núcleos magnéticos.

parámetro	*3B7*	*3C6*	*3D3*	*3E1*	*3H1*	*4C6*
μ_i (±20%) a B = 1 gauss	2300	1700	750	3800	2300	120
$B_{máx}$ (gauss) a 25°C	4000 a 2 Oe	2900 a 3,125 Oe	3500 a 5 Oe	3500 a 2 Oe	3600 a 2 Oe	3800 a 20 Oe
Resistividad a c.c. Ω/m	1	1	1,5	0,3	1	10^3
Temperatura de Curie °C	170	190	150	125	130	350
Factor de temperatura	–0,6 – +0,6 de +25 – 70°C		0 – +2 de +25 – +70°C	1 ± 1 de +25 – +70°C	1 ± 0,5 de +25 – +70°C	3 ± 3 de +25 – +55°C
$\mu_{av} = \frac{B_{máx}}{H_{máx}}$	2000	900	700	1750	1800	190

TRIACS BT138 Y BT139 PARA CONTROL DE POTENCIA EN APLICACIONES DOMESTICAS

Los triacs BT138 y BT139 son adecuados para el control de potencia en aplicaciones domésticas. En este artículo se dan sus características fundamentales y una aplicación típica en un calentador eléctrico de agua de 1200/2000 W.

Introducción

El BT138 y el BT139 son triacs con cristal pasivado y unión eutéctica cuya forma es similar al encapsulado TO-220. Poseen las siguientes características más importantes:

– Cristal pasivado, para asegurar la ausencia de tensiones mecánicas entre el cristal semiconductor y el encapsulado.
– Pueden soportar transitorios de tensión de cualquier polaridad de hasta 800 V.
– Unión eutéctica, que asegura una unión homogénea y libre de fatiga entre el cristal semiconductor y la base de montaje. Con ello se evita la fatiga de la unión al ser sometida a los ciclos de calentamiento-enfriamiento, con lo que se consigue una tasa de fallos muy inferior al obtenido con triacs con soldadura convencional. La unión eutéctica también da lugar a una impedancia térmica interna baja, lo que significa que pueden ser utilizados a la temperatura ambiente con radiadores de calor pequeños y utilizando el aislamiento eléctrico convencional entre el dispositivo y el radiador.

Estos triacs son muy adecuados para ser utilizados en el control de potencia en aplicaciones domésticas tales como:

– Paneles calefactores.
– Calentadores eléctricos de agua.
– Calentadores para conservar caliente la comida.
– Planchas asadoras (grill).
– Hornos eléctricos.
– Planchas eléctricas.
– Aspiradores.
– Lámparas.

Resumen de datos

		BT138-500	−600	BT139-500	−600	
Tensión máxima repetitiva sin conducir	V_{DRM}	500	600	500	600	V
Corriente eficaz en conducción	$I_{T(RMS)}$	10	10	15	15	A
Corriente de pico en conducción.	I_{TSM}	90	90	115	115	A

Conmutación por tensión nula

Una de las aplicaciones más corrientes de los triacs BT138 y BT139 en aplicaciones domésticas es el control de la potencia disipada en diversos tipos de calentadores. En estas aplicaciones se utiliza invariablemente la conmutación por tensión nula por las siguientes razones.

– Está prohibido el control de fase por diversas organizaciones internacionales como el C.I.S.P.R. (Comité Internacional Especial contra las Perturbaciones Radioeléctricas) con el fin de reducir la distorsión de la forma de onda de la red.
– Si se utiliza dicho sistema de conmutación, no es necesario utilizar filtros de supresión de las interferencias de radiofrecuencia.

Para conseguir una conmutación correcta y evitar la producción de transitorios de tensión, el impulso de disparo debe ser simétrico con respecto al punto de cruce por cero de la tensión de red, como muestra la figura 1.

La amplitud del impulso debe ser por lo menos igual a la especificada en las características y debe tener una duración mínima igual a:

$$t_{p\ \text{mín}} = \frac{2(I_L R + V_T)}{\mathrm{d}\,(\hat{V} \sin \omega t)/\mathrm{d}t}$$

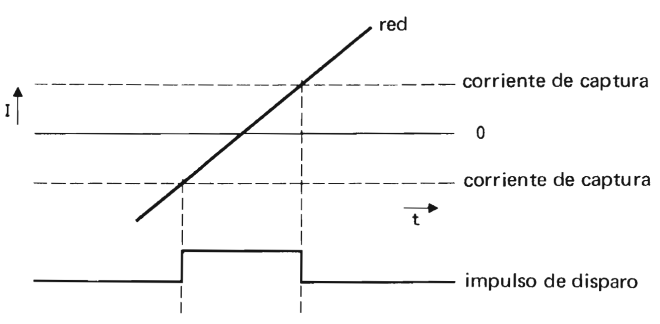


Figura 1. Impulso de disparo del triac en relación con el punto de cruce por cero de la tensión de red.

donde: I_L es la corriente de captura;
R es la resistencia de carga;
$\hat{V}$ es el valor de pico de la tensión de red;
V_T es la tensión del triac en conducción.

Con el fin de simplificar el diseño del circuito, en las figuras 2, 3 y 4 se ha representado gráficamente la duración necesaria del impulso de disparo en función de la potencia controlada, teniendo como parámetro la corriente de captura, para tensiones de red de 110, 220 y 240 V.

Consideraciones acerca del radiador

Para asegurar que no sea excedida la temperatura máxima de la unión del triac ($T_{j\ máx}$), es necesario montar el dispositivo en un radiador de calor de dimensiones adecuadas. En muchos casos, el cálculo de las dimensiones mínimas de dicho disipador es complicado debido a

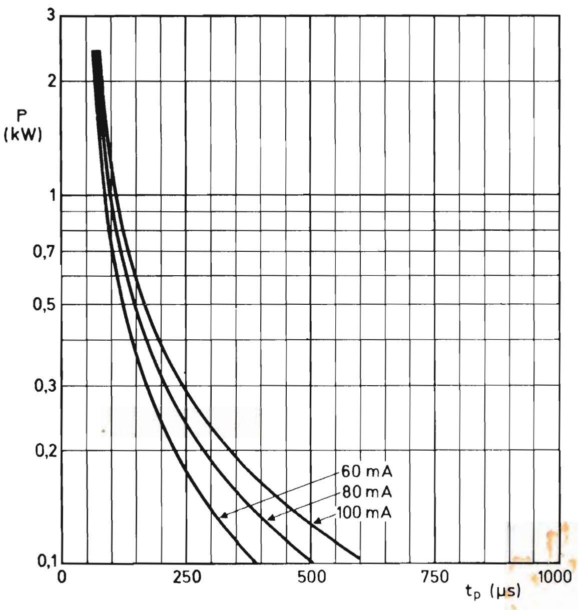


Figura 2. Duración del impulso de disparo en función de la potencia controlada. Tensión de red = 110 V, V_T = 1,2 V.

que se deben tener en cuenta las condiciones de funcionamiento tales como, la temperatura ambiente, el flujo de aire circundante, la reflexión de calor y la influencia de los componentes adyacentes. Por esta razón, se recomienda efectuar medidas reales de la temperatura durante

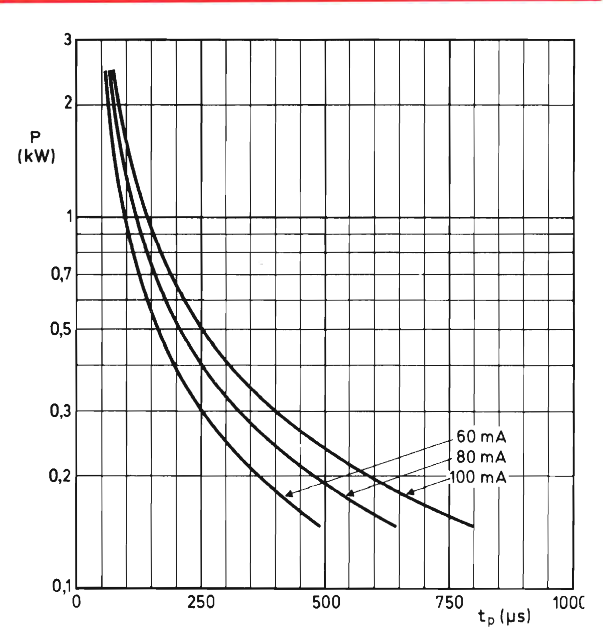


Figura 3. Duración del impulso de disparo en función de la potencia controlada. Tensión de red = 220 V, V_T = 1,2 V.

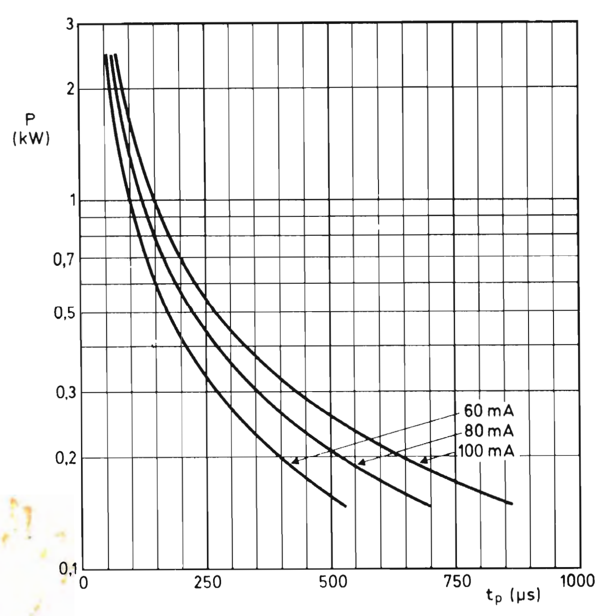


Figura 4. Duración del impulso de disparo en función de la potencia controlada. Tensión de red = 240 V, V_T = 1,2 V.

el diseño previo del equipo, bajo las condiciones más desfavorables que se puedan presentar, para asegurar que no se excede $T_{j\,máx}$. Como en la práctica es imposible medir la temperatura de la unión, lo que se mide es la temperatura del radiador (T_h) y se calcula la temperatura de la unión con la ayuda de la siguiente expresión:

$$T_j = T_h + (P_{máx} \times R_{th\,j\text{-}h})$$

donde $R_{th\,j\text{-}h}$ es la suma de $R_{th\,j\text{-}mb}$ (resistencia térmica entre la unión y el fondo la cápsula) y $R_{th\,mb\text{-}h}$ (resistencia térmica de contacto entre el fondo de la cápsula y el radiador) obtenidas de las características del triac.

Las circunstancias más desfavorables que se deben simular para efectuar las medidas son las siguientes:

– El triac debe estar ubicado en el lugar donde debe funcionar.
– La carga debe ser la máxima posible en la práctica y la tensión de red la más elevada previsible. Con ello, la potencia disipada por el triac será la máxima.

Ejemplo. Un triac tipo BT139 con una carga de 2000 W funciona conectado a la red de 220 V nominales. La resistencia nominal de la carga es V^2/P = = 24,2 Ω; $I_{T(RMS)\,máx} = (220 \times 1{,}1)/(R_{nom} \times 0{,}95)$ = 10,5 A. De las características del triac se obtiene que con un ciclo de funcionamiento total $\alpha = 180°$ y con $I_{T(RMS)} = 10{,}5$ A, $P_T = 12$ W. Esta disipación se puede simular con el montaje de la figura 5.

– El aparato deberá estar funcionando a la temperatura ambiente máxima previsible.
– La temperatura deberá medirse como muestra la figura número 6.

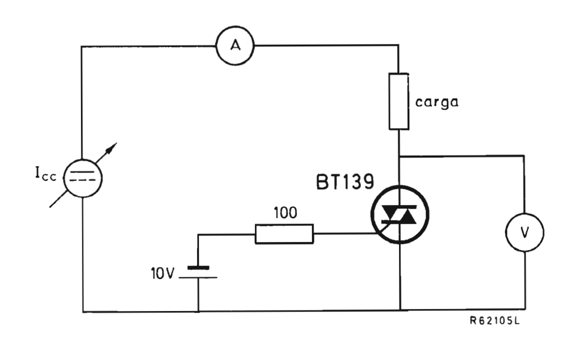


Figura 5. Simulación de la disipación en el caso más desfavorable. En el ejemplo dado en el texto, se debe ajustar la corriente de la fuente de forma que se obtenga $V \times I = 12$ W.

– Los componentes asociados al aparato deberán estar funcionando con su máxima disipación.

Aplicación típica

En la figura 7 se muestra una aplicación de los triacs BT138 y BT139 utilizando la curva de duración del impulso de disparo de 80 mA de la figura 3. El circuito es un termostato de un calentador eléctrico de agua de 1200/2000 W, en el cual los impulsos de disparo por tensión nula se obtienen del circuito integrado TCA1024 con un mínimo de componentes. Los valores de los componentes se dan en la tabla 1.

Tabla 1. *Valores de los componentes para el circuito de la figura 7.*

tipo de triac	BT138	BT139	
potencia controlada	1200	2000	W
duración del impulso de disparo	105	80	μs
R_S	180	150	kΩ
R_G	33	33	Ω
$I_{2(av)}$	37	32	mA
$I_{7(av)}$	6,5	6	mA
R_d	10	12	kΩ
C	470	470	μF
potencia disipada en R_d	3,1	2,6	W

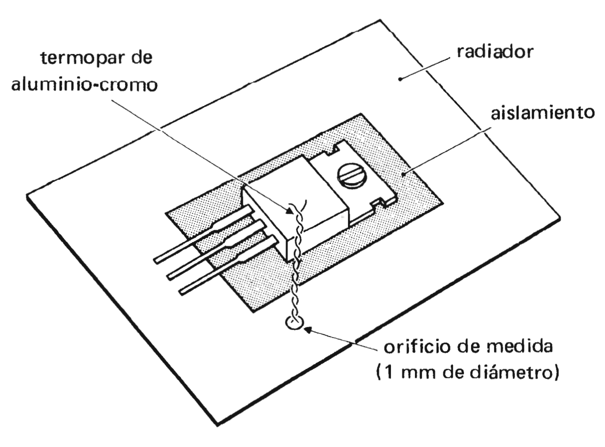


Figura 6. Método de medida de la temperatura del radiador. El orificio de 1 mm de diámetro practicado en el radiador debe llenarse de un aislante (grasa de silicona) antes de insertar el termopar.

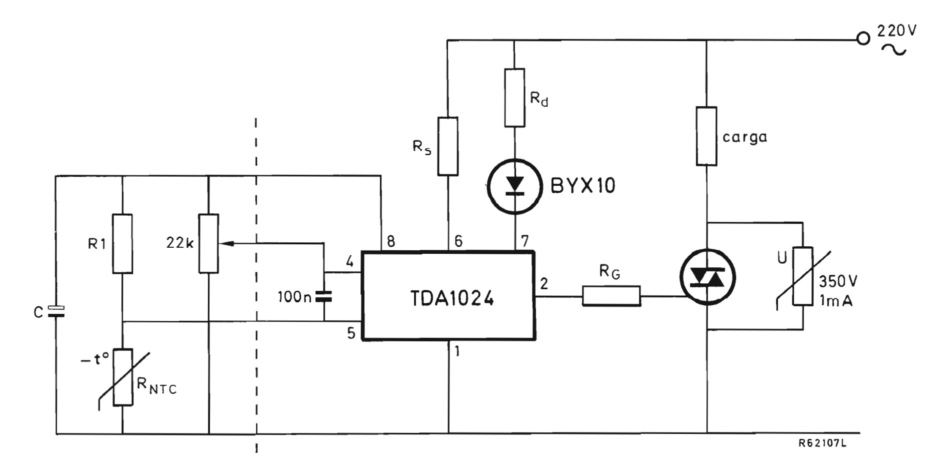


Figura 7. Esquema de un termostato para calentador eléctrico de agua de 1200/2000 W.

RESISTORES VDR DE OXIDO DE ZINC COMO PARARRAYOS

La protección contra los impulsos parásitos debidos a descargas atmosféricas que aparecen en las líneas de alimentación es, en general, muy difícil de realizar.

En este artículo se explica una forma útil de realizar tal protección, utilizando resistores variables con la tensión (VDR) cuyas características son adecuadas para ello.

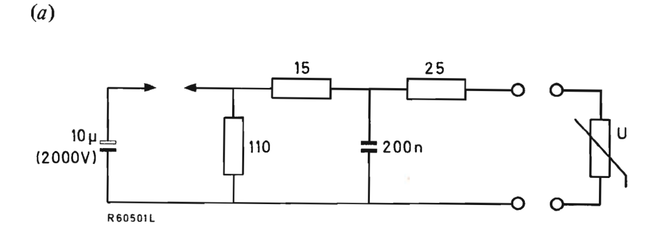
Debido a que los resistores VDR de ZnO tienen una característica *V/I* casi plana, ellos ofrecen una resistencia muy elevada a su tensión normal de funcionamiento y una resistencia muy baja a tensiones más elevadas. Por tanto, son componentes ideales para la protección de comunicaciones y otros equipos electrónicos frente a impulsos parásitos de tensión en líneas de fuentes de alimentación.

Una de las fuentes más comunes de impulsos parásitos de líneas de alimentación es el rayo y, aunque la protección frente a descargas atmosféricas se considera imposible, los resistores VDR de ZnO proporcionan una protección mucho más adecuada y rápida contra los efectos secundarios de las descargas atmosféricas que los componentes tradicionalmente utilizados, tales como distanciadores de arcos y dispositivos de descarga de gas. Las características no estacionarias de los resistores VDR de ZnO como supresores de impulsos parásitos son:

- respuesta instantánea a impulsos parásitos;
- capacidad de absorber energía superior a 8 julios;
- capacidad para proteger equipos que funcionan a partir de una tensión de alimentación superior a 415 V eficaces.

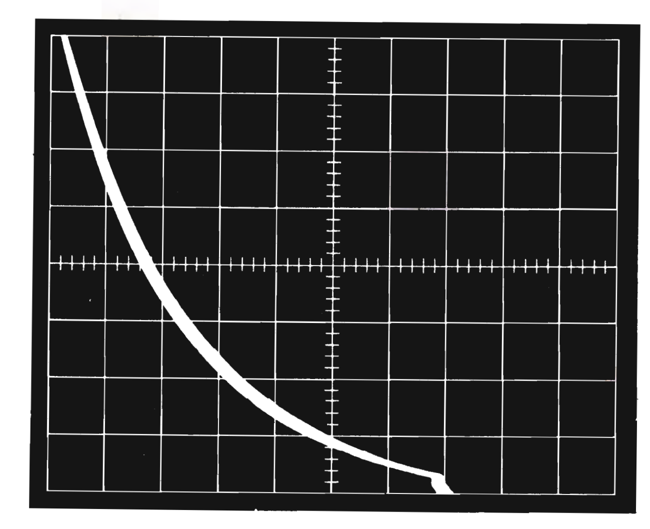
Actualmente se están estudiando internacionalmente algunos circuitos de prueba normalizados que simulan los efectos secundarios de las descargas atmosféricas, para definir los requisitos de los dispositivos de protección. En la figura 1 se muestra uno de estos circuitos (circuito de prueba A). En el circuito de prueba A, un condensador de 10 μF se carga a 2 kV y se descarga a través de

(a)



Energía almacenada en el condensador:	20 J
Energía disipada por los resistores:	15,75 J
Energía disipada por el resistor VDR:	4,25 J

(b)



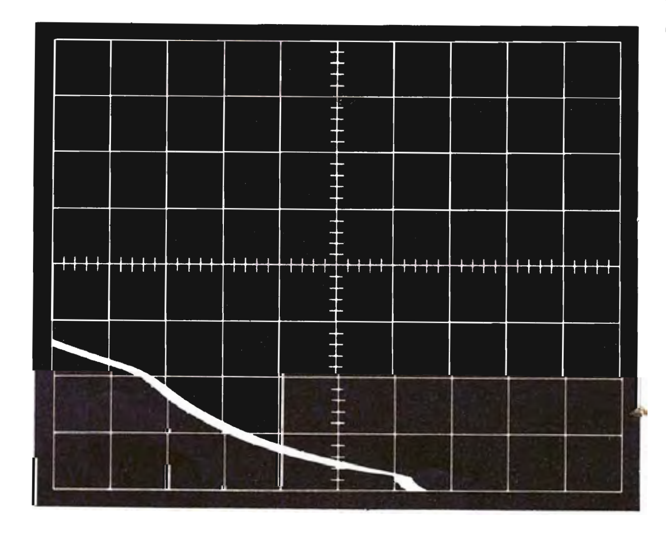


Figura 1. Resistor VDR de ZnO tipo 2322 594 13512 que absorbe un impulso de 4,25 julios. (a) Circuito de prueba A. (b) Formas de onda de tensión; sin resistor VDR (curva superior); con resistor VDR (curva inferior). Escala horizontal, 500 µs/div; escala vertical, 200 V/div.

un separador de arcos y de una red *RC*. Sin protección, el equipo conectado al circuito estaría sometido a un impulso de 2 kV. Si se conecta un resistor VDR de ZnO tipo 2322 594 13512 (fig. 2) a través de las líneas de alimentación del equipo, el pico de tensión está limitado a un valor típico menor que 600 V, tal como se muestra en la figura 1b.

Un parámetro importante del impulso parásito es la energía que contiene. La energía almacenada en el condensador en el circuito de prueba A es de 20 julios (vatio-segundos). Unos 15,75 julios de esta energía se disipan por los resistores y los 4,25 julios restantes se disipan por el resistor VDR. El resistor VDR está especificado para resistir diez impulsos de 4 J fuera de su tensión especificada para 1 mA que se desplaza más del 5%. En realidad, resistirá un número mucho mayor de impulsos de esta magnitud.

El resistor VDR de ZnO tipo 2322 594 13512 está específicamente diseñado para conectarlo a alimentaciones de red de 220 V eficaces. No obstante, se utiliza para proteger equipos de comunicaciones con tensiones de alimentación tan bajas como 48 V porque, en esta tensión, tiene una corriente de fugas del orden de microamperios y es impermeable al contacto accidental con líneas de red de 220 V.

Si se requiere un recorte menor de 600 V, se pueden utilizar otros tipos de resistores VDR de ZnO. Por ejemplo, el tipo 2322 594 18202 limitará la tensión aplicada al equipo conectado en el circuito de prueba A a unos 130 V; la corriente de pico será entonces de 45 A y se disiparán por el resistor VDR 1,5 julios. Este nivel de energía más bajo puede ser absorbido también por el

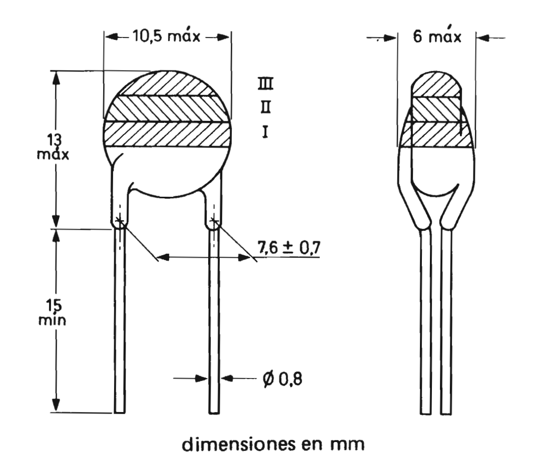


Figura 2. Resistores VDR de ZnO en la gama 2322 594 1....

Tensión mínima para $I_{peak} = 1$ mA:	82 a 680 V
Tensión máxima para $I_{peak} = 1$ A:	140 a 1160 V
Relación de tensión V_2/V_1 para $I_2/I_1 = 10$:	1,08 típ.

resistor VDR de ZnO más pequeño, tipo 2322 592 90003 (figura 3) que está diseñado principalmente para suprimir el acto de contacto de relés (el tipo 2322 592 90001 "VAP4")cumple los requisitos de la French Post Office (standard NFC 93-277).

La figura 4 muestra la protección proporcionada por un resistor VDR de ZnO tipo 2322 594 13512 en otro de los circuitos de prueba.

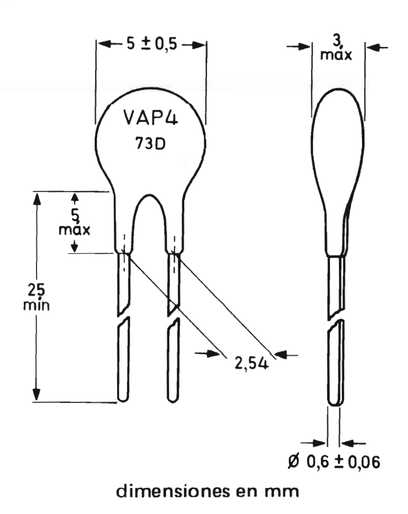
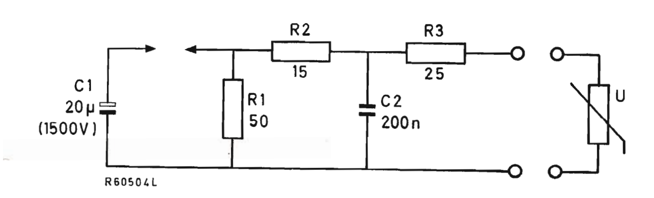


Figura 3. Resistores VDR de ZnO dos tipos 2322 592 90001 (VAP4) y 2322 592 90003.

Tensión nominal:	48 V c.c.
Corriente máxima para tensión nominal:	0,05 mA
Tensión máxima para la corriente de la prueba del rendimiento (152 A):	135 V



Energía almacenada en el condensador C_1:	22,5 J
Energía disipada por el resistor VDR:	3,5 J
Energía disipada por R_1:	13 J
Energía disipada por R_2 y R_3:	6 J

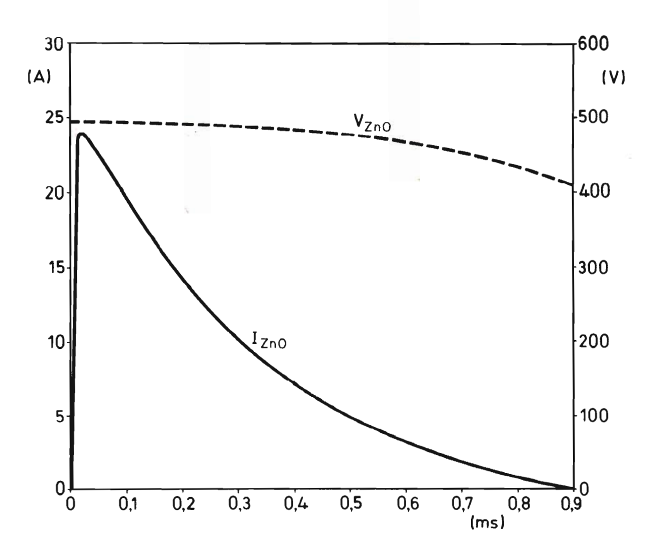


Figura 4. Resistor VDR de ZnO tipo 2322 594 13512 absorbiendo un impulso de 3,5 julios.

APLICACIONES de la SERIE 30



La serie FZ/30 consta de una gama ideal de componentes lógicos que comprende las funciones y biestables usuales, junto con los elementos de acoplamiento esenciales para una fácil adaptación de equipos periféricos realizados con esta serie, a equipos realizados con las series FJ(TTL) y FC(DTL) y se completa con elementos híbridos indispensables en todo sistema, tales como temporizadores, amplificadores de potencia y fuente de alimentación.

ELEVADA INMUNIDAD ESTATICA A RUIDO

Inmunidad estática a ruido de 5 V, para alimentación de 12 V, y de 8 V, para alimentación de 15 V. Estos valores son sumamente significativos si se comparan con los de otras series, y destacan la necesidad de utilizar la serie 30 en equipos en los que se esperan niveles importantes de ruidos.

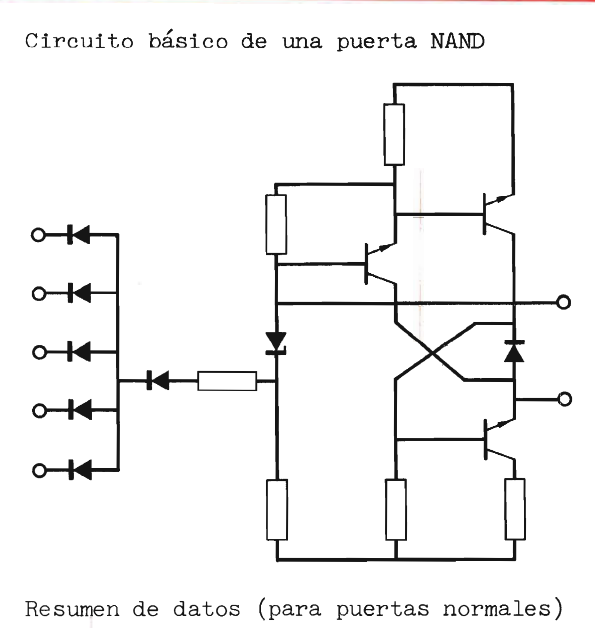
ELEVADA INMUNIDAD DINAMICA A RUIDO

Elevada inmunidad dinámica a ruido gracias a largos retardos de propagación y lentos tiempos de subida y caída. Es ajustable (conectando un condensador a la base del transistor excitador) a las condiciones de rapidez de respuesta y frecuencia máxima de funcionamiento del equipo.

BAJA IMPEDANCIA DE SALIDA

Baja impedancia de salida en los dos estados lógicos que suprime fácilmente cualquier ruido acoplado a través de las líneas de interconexión.

Circuito básico de una puerta NAND



Resumen de datos (para puertas normales)

Tensión de alimentación.....	12 V +12,5 % -5 %
	15 V +13 % -10 %
Temperatura ambiente de trabajo......................	0 ºC a 70 ºC
Retardo de propagación media (puerta básica sin condensador)....................	150 ns
Cargabilidad c.c. (puerta básica) estado BAJO.........	10
estado ALTO.........	100
Margen de ruido c.c.	
alimentación 12 V.........	5 V
alimentación 15 V	
estado BAJO.............	5 V
estado ALTO.............	8 V

Una amplia y práctica exposición sobre la SERIE 30, familia de elementos especialmente indicados para su aplicación en equipos de control, de maniobras y en periféricos en general.

MODULOS INDICADORES NUMERICOS PARA VISUALIZACION DE GRAN TAMAÑO



Los módulos indicadores numéricos de la serie NDU14 han sido desarrollados para visualización de información numérica en los casos donde se requiere cierto tamaño, como ocurre en estaciones de ferrocarril y autobuses, en aeropuertos, en plantas industriales y campos de deporte, etc. Por su tamaño (14 cm de alto por 10 cm de ancho), los números son claramente legibles desde distancias de unos 70 m con un ángulo de visión de 120°.

La serie consta de tres tipos cuya diferencia estriba únicamente en la forma de excitación:

NDU14-01 para selección numérica directa por medio de sencillos conmutadores de 10 posiciones.

NDU14-02 con contador decimal y circuito de puesta a cero incorporados, especialmente indicado para recuento de objetos, votos, etc.

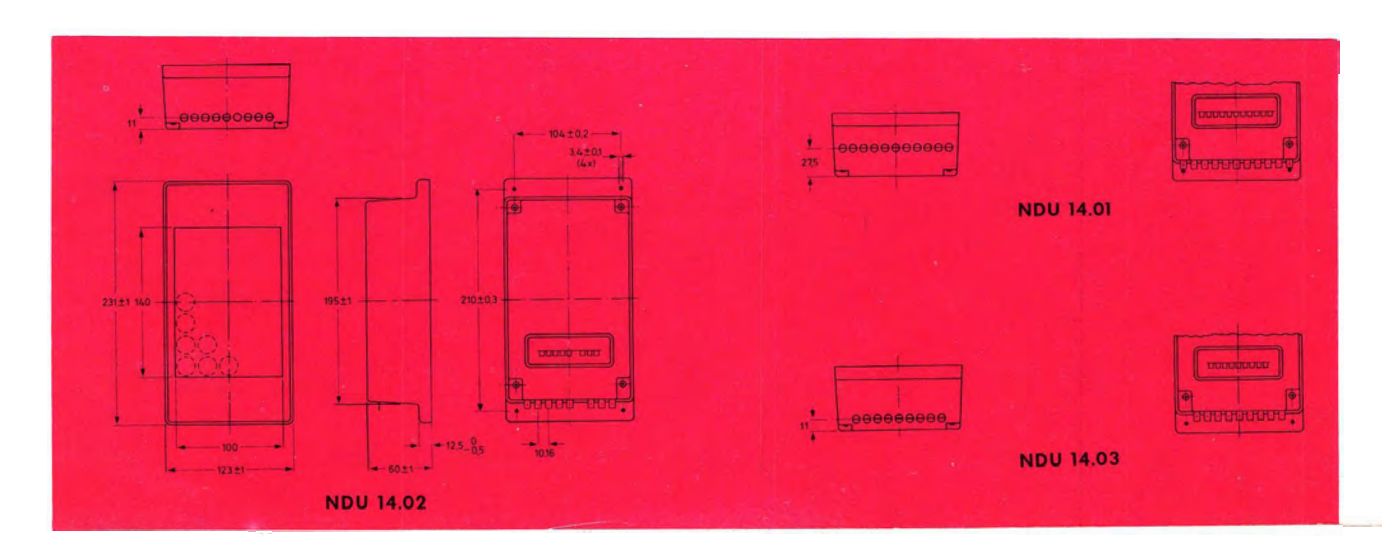
NDU14-03 con contador en código BCD, especialmente indicado para equipos digitales (relojes, balanzas, etc.)

Cada módulo consta de una caja de poliestireno negro, una placa de lámparas, un bloque reflector y una cubierta acrílica transparente de color rojo. La placa de lámparas es una placa de circuito impreso con una matriz de diodos semiconductores y soportes para las lámparas. El bloque reflector se coloca sobre las lámparas y se mantiene por medio de muelles.

Los tipos NDU14-02 y NDU14-03 tienen una segunda placa de circuito impreso. En el primero esta placa contiene el contador decimal y en el segundo el contador por código BCD.

La cubierta roja transparente forma la parte frontal del módulo y puede separarse fácilmente, junto con la placa reflectora, para el posible reemplazo de lámparas.

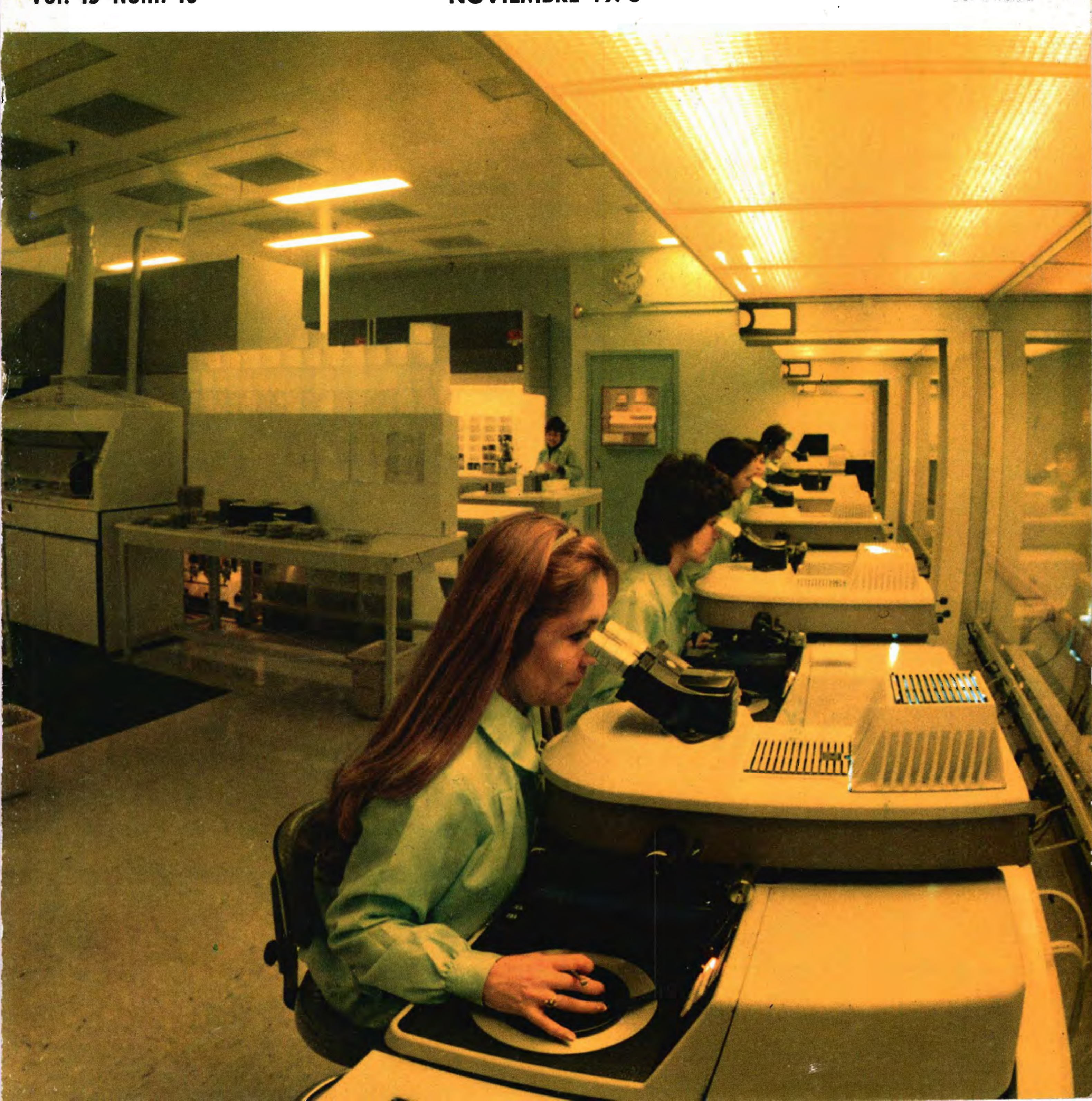
Las lámparas empleadas son para 6,3 V y 50 mA. Las figuras muestran la forma y tamaño del módulo NDU-14-02 y las diferencias de los módulos NDU14-01 y NDU14-03 con respecto al primero.

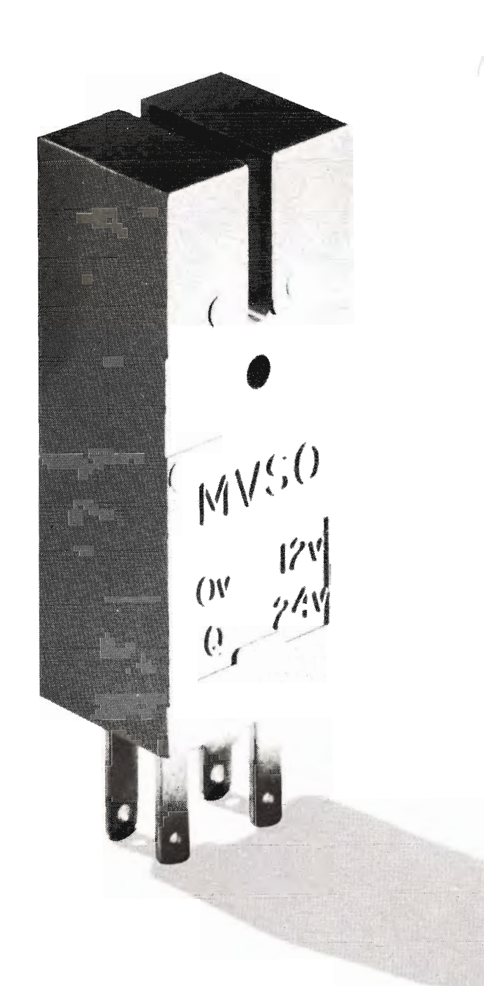



COPRESA
comercializa
en España
el microprocesador 2650
de
signetics

REVISTA Miniwatt

Vol. 15-Núm. 10 NOVIEMBRE 1976 40 Ptas.





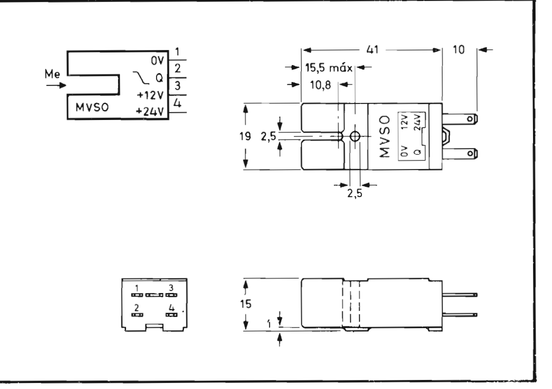


INTERRUPTOR MAGNÉTICO MINIATURA

El nuevo interruptor magnético MVSO (*Miniatura Vane Switched Oscillator*) es una versión miniatura del conocido interruptor VSO (*Vane Switched Oscillator*) y funciona según el mismo principio: la alteración del proceso de trabajo de un oscilador por la presencia de un objeto metálico.
Protegido con una cápsula de plástico, presenta una hendidura en uno de sus extremos. Una de las ramas de la hendidura contiene la bobina osciladora y la otra la bobina de realimentación. La presencia de una pieza metálica en la hendidura varía las condiciones de oscilación y se bloquea el oscilador.
La tensión de salida del oscilador, rectificada y filtrada, se utiliza como señal de entrada en circuitos lógicos digitales.

INTERRUPTOR MAGNETICO MINIATURA MVSO

El interruptor magnético miniatura MVSO constituye un dispositivo de entrada especialmente indicado para sistemas lógicos. Las dimensiones reducidas son muy interesantes, y las tensiones de alimentación y de salida han sido elegidas para que este interruptor sea compatible con los circuitos lógicos de las series 60 y 30.



Principales características

Tensiones de alimentación: +12 V ± 5%
+24 V ± 25%

Corriente consumida
- a 24 V: 20 mA + corriente de carga
- a 12 V: 12 mA + corriente de carga

Frecuencia máxima de detección: 3 kHz

Tensión de salida ($I_L = 0$, $R_L = 6{,}8\ k\Omega$)
- con pieza metálica en la hendidura $\leqslant 0{,}3$ V
- sin pieza metálica en la hendidura $\geqslant 10$ V

Dimensiones mínimas de la pieza metálica (aluminio):
- grueso 30 μm
- ancho 3 mm
- longitud 8 mm

Temperaturas de trabajo: −25°C a +70°C.

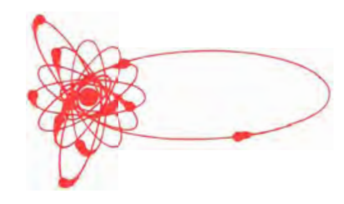
VENTAJAS DE LOS INTERRUPTORES MAGNETICOS

- Ausencia de piezas metálicas en movimiento, por tanto no hay desgaste.
- La pieza metálica que activa el circuito no está sometida a ninguna fuerza mecánica.
- No existe campo magnético susceptible de atraer partículas (polvo) metálicas.
- Exactitud de funcionamiento y posibilidad de reproducir el momento de conmutación.
- Rapidez de funcionamiento (puede responder a 3 kHz).
- Protección contra humedad, polvo, líquidos, etc. mediante cubierta de plástico.

REVISTA Miniwatt

Publicación de aplicaciones electrónicas





Director:
LUIS ROIZ NORIEGA

Editor:
JUAN GARRIGA PUJOL

Redacción:
Mª DOLORES FORNS-SAMSO

Delineación y compaginación:
Mª CARMEN LAJUSTICIA

Suscripciones:
ROSA MARIA TORRES

Publicada por:

COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCION ANUAL
(11 números) 350 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 40 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:

Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

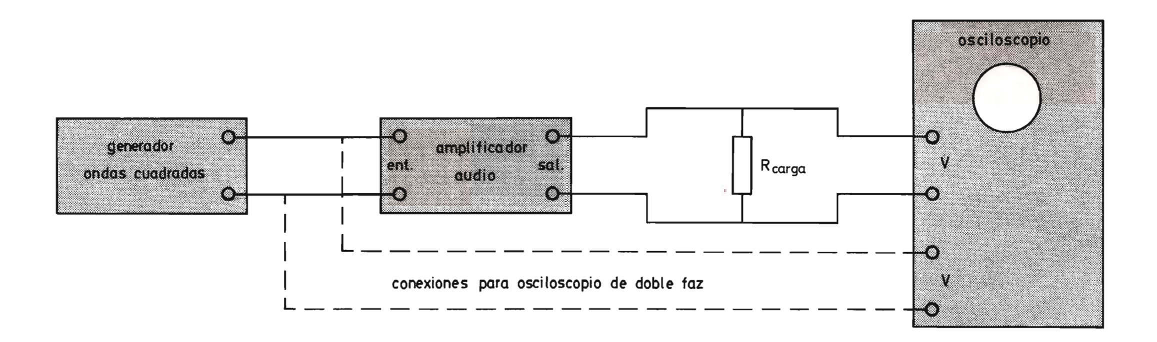
Depósito Legal: B.18.387-61
GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona

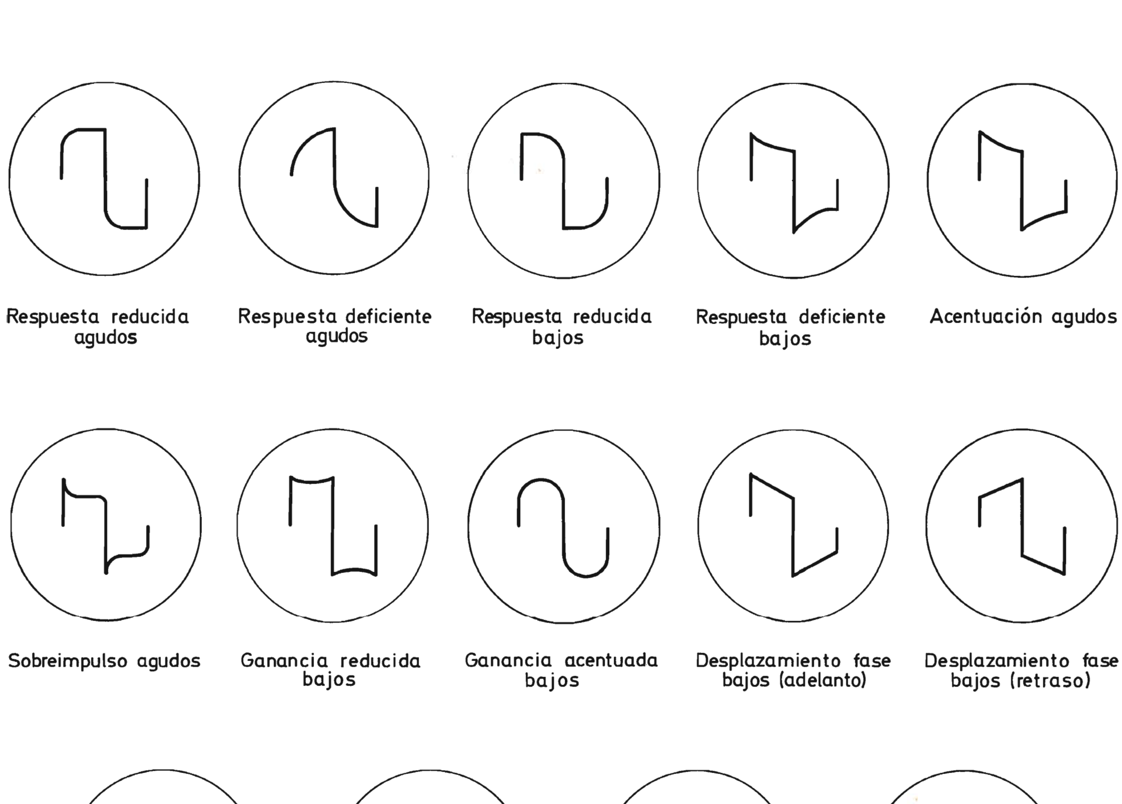


Etapa en la fabricación del microprocesador 2650. En esta sala, con luz amarilla y aire filtrado, se expone la placa semiconductora a la luz ultravioletas

ÍNDICE

Análisis y pruebas con ondas cuadradas en amplificadores de audio





Respuesta reducida agudos

Respuesta deficiente agudos

Respuesta reducida bajos

Respuesta deficiente bajos

Acentuación agudos

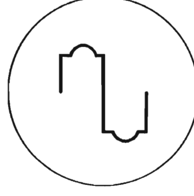
Sobreimpulso agudos

Ganancia reducida bajos

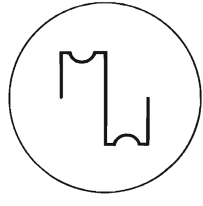
Ganancia acentuada bajos

Desplazamiento fase bajos (adelanto)

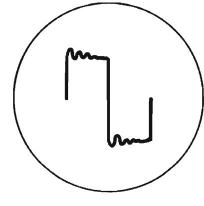
Desplazamiento fase bajos (retraso)



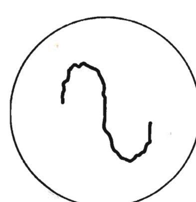
Acentuación banda estrecha



Atenuación banda estrecha



Oscilaciones transitorias



Respuesta global deficiente

RECEPTORES DE FM CON EL CIRCUITO INTEGRADO TCA 750 Y EL DIODO BZV 38

El multiestabilizador TCA750 y el diodo de referencia BZV38 forman una combinación que incorpora todas las funciones electrónicas necesarias para la sintonización por diodo de capacidad variable en receptores de FM y para efectuar la selección de emisoras de una forma sencilla.

En este artículo se dan unas aplicaciones típicas y se resaltan las ventajas de los receptores de FM que utilizan esta combinación comparados con los receptores convencionales.

1. RECEPTOR DE HI-FI PARA FM CON SINTONIA MANUAL Y PRESELECCION DE EMISORAS

1.1. Requisitos del sistema de sintonía de un receptor para FM

Para ser idealmente adecuado a sus propósitos, un receptor de FM debe ser capaz de sintonizar la emisora deseada mediante un solo control, debe permanecer correctamente sintonizada durante largos períodos de tiempo y debe estar provisto de un medio simple, rápido y seguro con el que el usuario pueda preseleccionar sus emisoras favoritas.

El circuito integrado TCA750 es el primer circuito monolítico que incorpora todas las funciones electrónicas necesarias para construir un sistema de sintonía que cumpla estas especificaciones. La tabla 1 compara las características de los receptores convencionales con las de un receptor que utiliza la combinación TCA750/BZV38. Además, para facilitar la incorporación de muchos sistemas de sintonía revolucionarios, la combinación TCA750/BZV38 es capaz de suministrar tensiones estabilizadas a todos los circuitos del receptor (incluyendo la lámpara de estereo, pero excluyendo el amplificador de potencia de audio), si se añade a una de sus salidas un simple transistor como amplificador de corriente.

1.2. Una aplicación típica

La figura 2 muestra el esquema del circuito de una aplicación típica de un receptor de FM con el circuito integrado TCA750 y el diodo BZV85, que cubre el margen de frecuencia de 87,5 MHz a 108 MHz. El circuito incorpora el circuito integrado multiestabilizador TCA750 junto con sus componentes periféricos (fig. 1). Sin embargo, en este caso la corriente del diodo de referencia se deriva del estabilizador 3 y se fija mediante el

Tabla 1. *Comparación entre receptores convencionales para FM y receptores que utilizan la combinación TCA 750/BZV38.*

	receptores convencionales		*receptores que utilizan la combinación TCA 750/BZV38*
1	Para sintonizar una emisora es necesario utilizar dos controles; un mando de sintonía y un conmutador de CAF.	1	El CAF puede ser conmutado automáticamente mediante un tactosensor en el mando de sintonía.
2	Cuando se sintoniza una emisora débil cercana a una emisora potente y el CAF está conectado, éste tiende a desplazar la sintonía a la frecuencia de la emisora potente.	2	El CAF puede conmutarse por una tensión dependiente de la frecuencia procedente de los circuitos sintonizados de F.I. (control electrónico de sintonía). Esto restringe el margen de captura del CAF.
3	Es imposible pasar de la sintonía de una emisora potente a una débil cercana, porque el margen de mantenimiento del CAF es demasiado elevado.	3	Combinando el mando de sintonía y el tactosensor, el CAF está gobernado mediante control electrónico de sintonía de forma que el CAF es desconectado en cuanto se empieza a sintonizar. De esta forma la emisora débil puede ser sintonizada. Una vez sintonizada, el CAF se conecta pero el control electrónico de sintonía restringe el margen de enganche para asegurar que la emisora débil permanezca sintonizada.
4	Después de conectar el CAF, la exactitud de la sintonía del receptor aumenta al aumentar el factor de corrección del CAF. El factor de corrección del CAF es elevado cuando la tensión de sintonía es baja (baja frecuencia) y disminuye cuando aumenta la tensión de sintonía (frecuencias altas). Esto es debido a que la tensión de CAF se superpone a la tensión de sintonía después de haber sido atenuada mediante los potenciómetros de sintonía.	4	Debido a que la tensión de CAF se superpone a la tensión de sintonía antes de que sea atenuada por los potenciómetros de sintonía, el factor de corrección del CAF permanece prácticamente constante en todo el margen de sintonía del receptor.
5	Por las razones expuestas en el apartado 4 es imposible diseñar un circuito en el que la máxima sensibilidad del CAF cubra todo el margen de sintonía. Así, el nivel de tensión de CAF procedente del discriminador puede no ser suficiente para conseguir la máxima sensibilidad del CAF, incluso en la parte más baja de la banda.	5	Como se indica en el apartado 4, el factor de corrección del CAF permanece casi constante en toda la banda de FM. Además, el TCA750 lleva incorporado un amplificador del CAF, con lo cual es posible multiplicar el factor de corrección de CAF por 5.
6	Se debe utilizar un diodo de capacidad variable para aplicar el CAF al oscilador local.	6	El CAF se superpone a la tensión de sintonía y no es necesario un diodo de capacidad variable adicional.
7	La sintonía tiende a derivar inmediatamente después de conectar el receptor. Esto es debido a que el tiempo de estabilización de la tensión de los diodos de referencia utilizados para estabilizar la tensión de sintonía es largo (puede ser del orden de 2 minutos).	7	En el TCA750, la tensión de referencia se obtiene del diodo BZV38, el cual tiene un tiempo de estabilización inferior a un segundo. El tiempo de estabilización del TCA750 es muy inferior a un segundo, por lo que se puede despreciar.
8	La sintonía deriva por cambios en la temperatura ambiente. Esto es debido principalmente al elevado coeficiente de temperatura de los componentes utilizados en los circuitos estabilizadores de la tensión de sintonía.	8	Entre 10°C y 60°C, el coeficiente de temperatura del diodo BZV38 es tal que la tensión de referencia no varía más de 20 mV (0,3%). El coeficiente de temperatura del TCA750 contribuye al cambio de la tensión de sintonía solamente con 50 μV, por lo que se puede despreciar.
9	El control de preselección de emisoras, algunas veces engancha en la emisora potente. Esto es debido a que el CAF no se desconecta mediante este control durante la preselección de la emisora.	9	El CAF es inoperante mientras se selecciona la estación presintonizada porque se desconecta la tensión de alimentación del sintonizador de V.H.F. (excluyendo el oscilador local).
10	Cuando se cambia de una estación presintonizada a otra, aparece un ruido audible entre ambas emisoras.	10	La tensión de alimentación de las etapas del preamplificador de audio del receptor se desconectan durante la preselección de emisoras, por lo que se elimina el ruido entre la sintonía de emisoras.

potenciómetro preajustable conectado al terminal 3 del C.I. TCA750. La salida V_{03} se conecta a un amplificador de corriente.

1.2.1. El sistema de sintonía

En el circuito de la figura 2 se incorporan sintonía manual y preseleccionada, mediante el uso de una unidad de preselección junto con un sintonizador de FM tipo AP2157 o FD1. La unidad con cinco emisoras preseleccionables incorpora un potenciómetro de sintonía y un conmutador de selección por cada emisora preseleccionable; se utiliza un conmutador para conectar el potenciómetro de sintonía manual al sintonizador. La red *RC* (10 nF y 47 kΩ) dispuesta entre la unidad de preselección y el sintonizador elimina el zumbido que se puede inducir en el hilo relativamente largo que lleva la tensión de sintonía. El potenciómetro preajustable conectado al extremo inferior de los potenciómetros de presintonía sirve para ajustar la tensión de sintonía al extremo de frecuencia más baja de la banda. El potenciómetro preajustable conectado al terminal 6 del C.I. TCA750 se utiliza con el mismo fin para el extremo de la banda de frecuencia más alta. Mientras uno de los conmutadores del preselector esté conectado, el contacto del silenciador de la unidad de presintonía se cierra, conectando momentáneamente el terminal 1 del TCA750 a masa. Esta acción desconecta la salida del estabilizador 2 (V_{02}). Como el estabilizador 2 suministra la alimentación al sintonizador (excepto al oscilador local) y al preamplificador de audio, este es un método efectivo de eliminar el ruido entre emisoras e interrumpir la acción del CAF para impedir al oscilador local el seguimiento automático de la frecuencia de una emisora no deseable, mientras se pasa de una emisora presintonizada a otra.

1.2.2. Estabilizador 3 – Amplificador de corriente

En esta aplicación, la corriente disponible a la salida del estabilizador 3 (terminal 2 del TCA750) se ha incrementado a 150 mA mediante la incorporación de un transistor BD137 conectado como amplificador de corriente. Por lo tanto, es posible derivar la corriente del diodo de referencia (7,5 mA) de esta salida, la cual alimenta al resto del receptor (incluida la lámpara de estereo). El resistor de 3 kΩ conectado entre el colector y el emisor del amplificador de corriente ayuda a que se ponga en funcionamiento inmediatamente después de la conexión.

1.2.3. Conmutación de CAF

La tensión de CAF se superpone a la tensión de sintonía para obtener un factor de corrección del CAF que

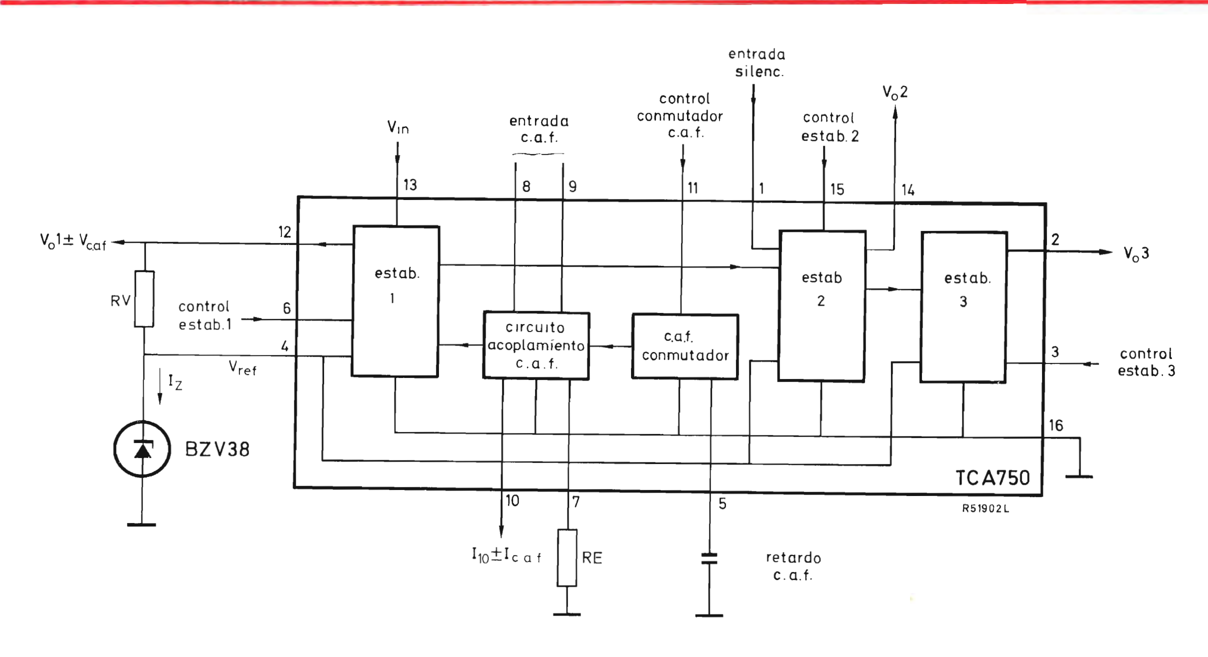
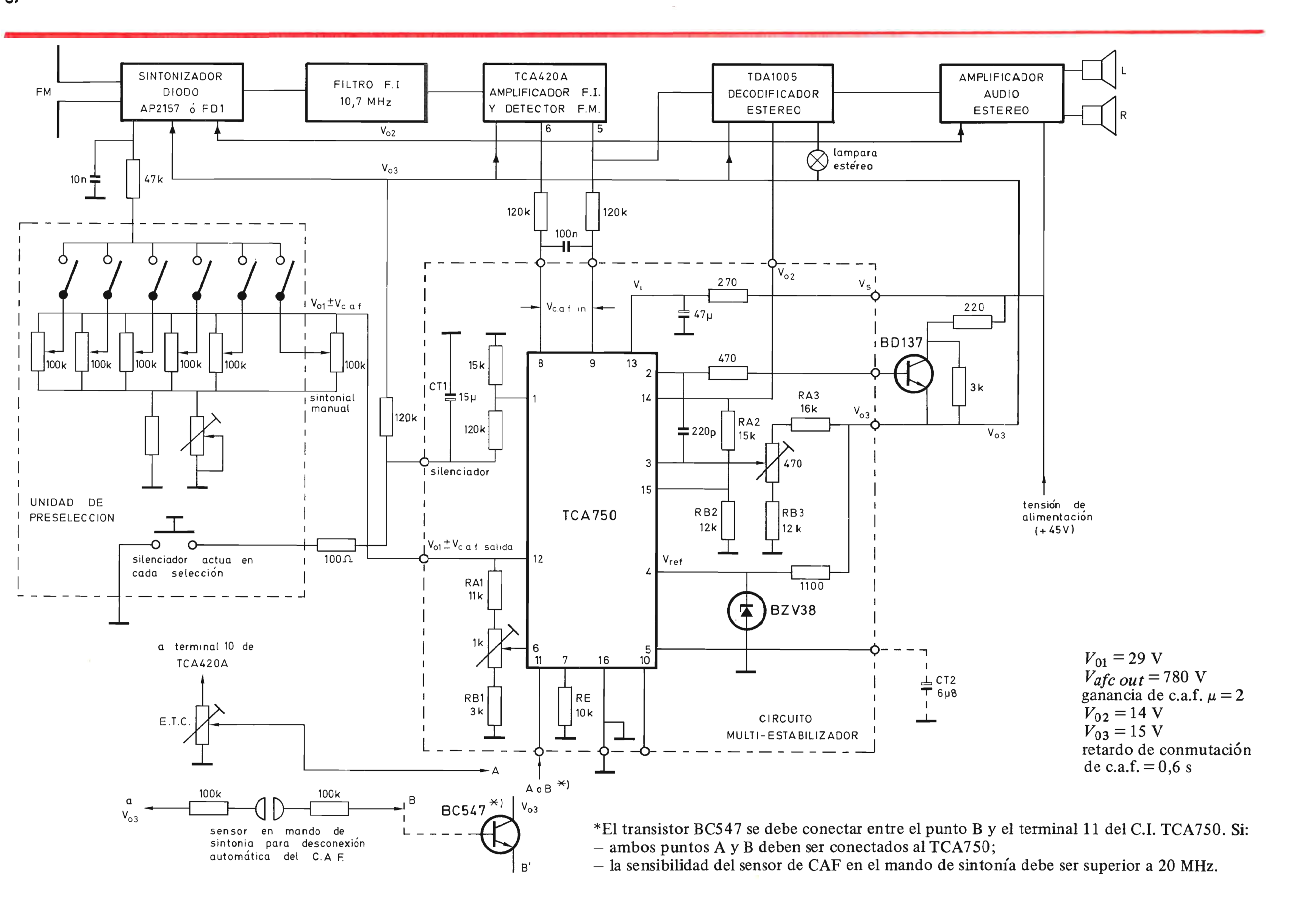


Figura 1. Esquema de bloques del TCA750.



$V_{01} = 29$ V
$V_{afc\ out} = 780$ V
ganancia de c.a.f. $\mu = 2$
$V_{02} = 14$ V
$V_{03} = 15$ V
retardo de conmutación de c.a.f. $= 0{,}6$ s

*El transistor BC547 se debe conectar entre el punto B y el terminal 11 del C.I. TCA750. Si:
– ambos puntos A y B deben ser conectados al TCA750;
– la sensibilidad del sensor de CAF en el mando de sintonía debe ser superior a 20 MHz.

Figura 2. Circuito de un receptor de FM utilizando el circuito integrado TCA750 y el diodo BZV28 en un sistema de sintonía manual y preseleccionable.

permanezca constante a lo largo de todo el margen de sintonía del receptor. Sin embargo, durante la sintonía manual del receptor, se debe desconectar el CAF para evitar la posibilidad de que el oscilador local se bloquee en la frecuencia de una emisora potente contigua a la emisora que se está sintonizando. Esto se obtiene aplicando una corriente mayor que 5 μA al terminal 11 del TCA750, o mediante un tactosensor colocado en el mando de sintonía, o por la utilización de una tensión de conmutación procedente del circuito amplificador de F.I.

1.2.4. Conmutación del CAF mediante tactosensor en el mando de sintonía

Con este método, el CAF es desconectado tan pronto como el usuario toque el mando de sintonía, completando con ello el circuito entre V_{03} y el terminal 11 del TCA750 mediante dos resistores de 100 kΩ y la resistencia de la piel del dedo del usuario. (En esta disposición, la resistencia de la piel debe ser menor que 3 MΩ. Utilizando un transistor adicional, la máxima resistencia de la piel puede aumentarse a más de 20 MΩ.) La conmutación puede retrasarse conectando el condensador CT_2 entre el terminal 5 del TCA750 y la línea común de retorno.

1.2.5. Conmutación automática del CAF (control automático de sintonía)

Para explicar esta forma de conmutación se utiliza la figura 3. La figura 3a muestra la curva S de salida del discriminador e ilustra la forma de actuación del CAF si éste se encuentra permanentemente conectado. En este caso, el margen de enganche del CAF es la anchura de la curva S (600 kHz) y la frecuencia de sintonía después de la acción del CAF (50 kHz por debajo de la F.I. de resonancia) se encuentra fuera de los límites normales impuestos a una reproducción de Hi-Fi (40 kHz de ancho de banda). La figura 3b muestra como la exactitud de la sintonía se incrementa utilizando una tensión de conmutación dependiente de la frecuencia, que se obtiene del filtro pasa banda de F.I. a través del terminal 10 del amplificador de F.I., TCA420A, que retrasa la acción del CAF hasta que el receptor se encuentre separado de la frecuencia de sintonía de la emisora deseada un margen inferior a 100 kHz. En este caso el margen de enganche del CAF se reduce a 200 kHz y la frecuencia sintonizada después de la acción del CAF (20 kHz por debajo de la F.I. de resonancia) cumple las normas de la reproducción de Hi-Fi.

1.2.6. Conmutación del CAF cuando se seleccionan emisoras presintonizadas

Cuando se seleccionan emisoras presintonizadas, el CAF se desconecta por otro método. Siempre que se conecta uno de los botones conmutadores de la unidad de preselección, el conmutador silenciador se cierra momentáneamente. Esto descarga el condensador CT_1, con lo que el terminal 1 del TCA750 queda virtualmente conectado a masa, y se desconecta el estabilizador 2 que alimenta al sintonizador (excluyendo el oscilador local) y a las etapas preamplificadoras de audio del receptor. Por tanto, no hay salida del sintonizador (no hay CAF) ni salida del preamplificador de audio (receptor silenciado).

1.2.7. Fórmulas para el diseño del circuito

En la figura 2 se dan los valores característicos de funcionamiento del circuito. Las fórmulas de las que se deducen son las siguientes:

$$V_{o1} = V_{ref}\, RA_1 \left(\frac{1}{RA_1} + \frac{1}{RB_1} - \frac{1}{9RE} \right)$$

$$V_{o2} = V_{ref} \left(\frac{RA_2}{RB_2} + 1 \right).$$

$$V_{o3} = V_{ref} \left(\frac{RA_3}{RB_3} + 1 \right).$$

$V_{afc\ out}$ es la mitad de $V_{afc\ lim}$:

$$V_{afc}\,\text{lim} = \frac{V_{ref}}{9RE} \cdot RA_1 \qquad (V_{ref} = 6{,}4\ \text{V}).$$

$$\text{ganancia de} \quad \text{CAF} = \frac{V_{afc}\,\text{lim}}{V_{afc}\,\text{in}} = \frac{RA_1}{36\,\dfrac{V_t}{V_{ref}}\,RE + 2R},$$

(donde $V_{ref} = 6{,}4$ V).

Donde $R = 2$ kΩ, $V_t = kT/q = 28$ mV para una temperatura del C.I. de 50°C, retardo en el conmutador de CAF $= K \times RE \times CT_2$, donde $K = 9$.

2. RECEPTOR DE HI-FI PARA FM CON TACTOSELECTOR, SINTONIA DE BARRIDO ELECTRONICO Y PRESELECCION DE EMISORAS

Los métodos convencionales de sintonía en un receptor de FM son bien conocidos. Todos ellos requieren la

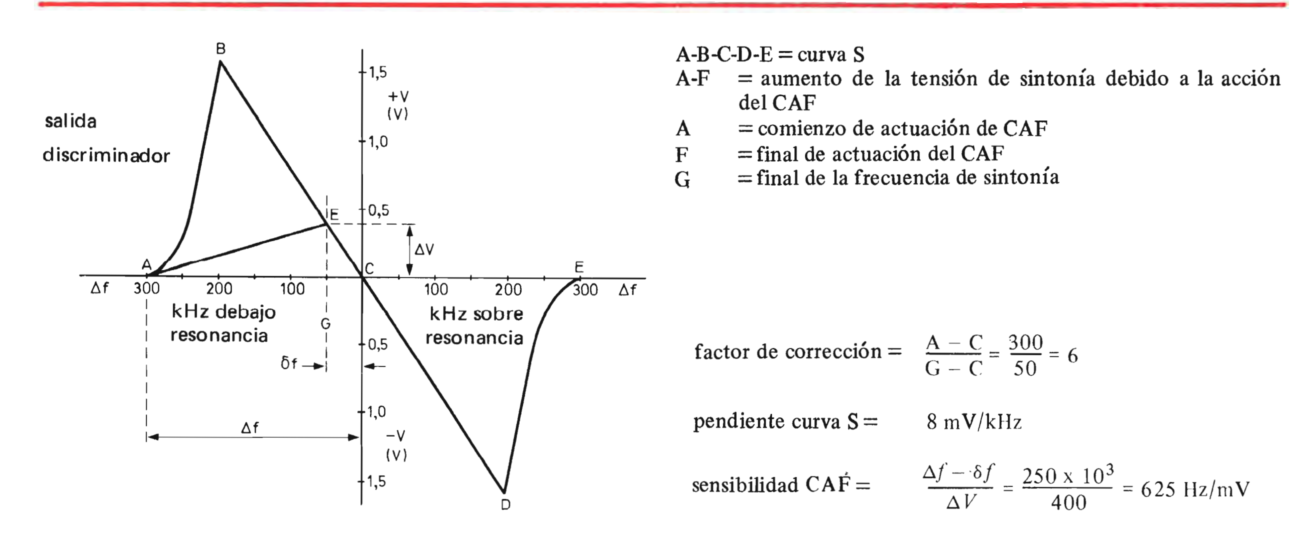


Figura 3(a). Acción del CAF con 50 μV a la entrada del TCA750 y sin control electrónico de sintonía.

B

salida discriminador

1,5 +V (V) 1,0 0,5

A F G C ΔV E

Δf 300 200 100 100 200 300 Δf

kHz debajo resonancia — H — kHz sobre resonancia

0,5 δf Δf 1,0 -V (V) 1,5 D

A-B-C-D-E = curva S
F-G = aumento de la tensión de sintonía debido a la acción del CAF
F = comienzo de la actuación de CAF
G = final de la actuación del CAF
H = final de la frecuencia de sintonía

1,5 V off nivel 1,0 conmutación CAF on 0,5

salida de patilla 10 de TCA420A

Δf 300 200 100 0 100 200 300 Δf

factor de corrección = $\frac{F - C}{G - C}$ $\frac{112,5}{18,75} = 6$

pendiente curva S = 8 mV/kHz

sensibilidad CAF = $\frac{\Delta f - \delta f}{\Delta V} = \frac{10^3(120 - 20)}{160} = 625$ Hz/mV

Fig. 3(b). Acción del CAF con 50 μV a la entrada del TCA750 y con control electrónico de sintonía.

utilización de partes mecánicas móviles y presuponen una cierta destreza por parte del usuario, la cual es necesaria para actuar correctamente el mando de sintonía, o los potenciómetros de presintonía de emisoras junto con el conmutador de CAF. En muchos casos, esto significa que el usuario es incapaz de conseguir un funcionamiento libre de ruidos y con la calidad que su equipo puede dar. Además, para el control remoto de un receptor convencional, es necesario incorporar un motor para gobernar las partes mecánicas, lo cual es costoso y complicado. Un sistema de sintonía por barrido totalmente electrónico proporciona una solución económica a estos problemas. Un buen diseño de un sistema de sintonía por barrido electrónico debe incorporar las siguientes características:

- sintonía por barrido continuo en toda la banda de FM en una o ambas direcciones con una parada automática corta en cada una de las sucesivas emisoras;
- sintonía automática en la frecuencia central exacta de cada emisora captada, que tenga una señal superior a un cierto nivel preajustado;
- sistema de barrido sencillo sin parada en una de las dos direcciones;
- elevada sensibilidad de entrada del conmutador de CAF que permita control mediante tacosensores;
- posibilidad de incorporar selección automática de emisoras de radio mono y estéreo con exclusión de todas las demás.

2.1. *Sistema básico de sintonía por barrido*

El requisito básico de un sistema de sintonía por barrido es que la amplitud de la tensión de sintonía varíe con el tiempo, por ejemplo, la característica de carga/descarga de un condensador. En el sistema que se describe, la corriente constante disponible en el terminal 10 del C.I. TCA750 se utiliza para cargar el condensador *C*, figura 4. La carga en el condensador, y por tanto la tensión entre sus bornes, se controla mediante una corriente de drenaje variable que sirve de referencia y que se puede controlar para que absorba corriente del TCA750 o del condensador *C*.

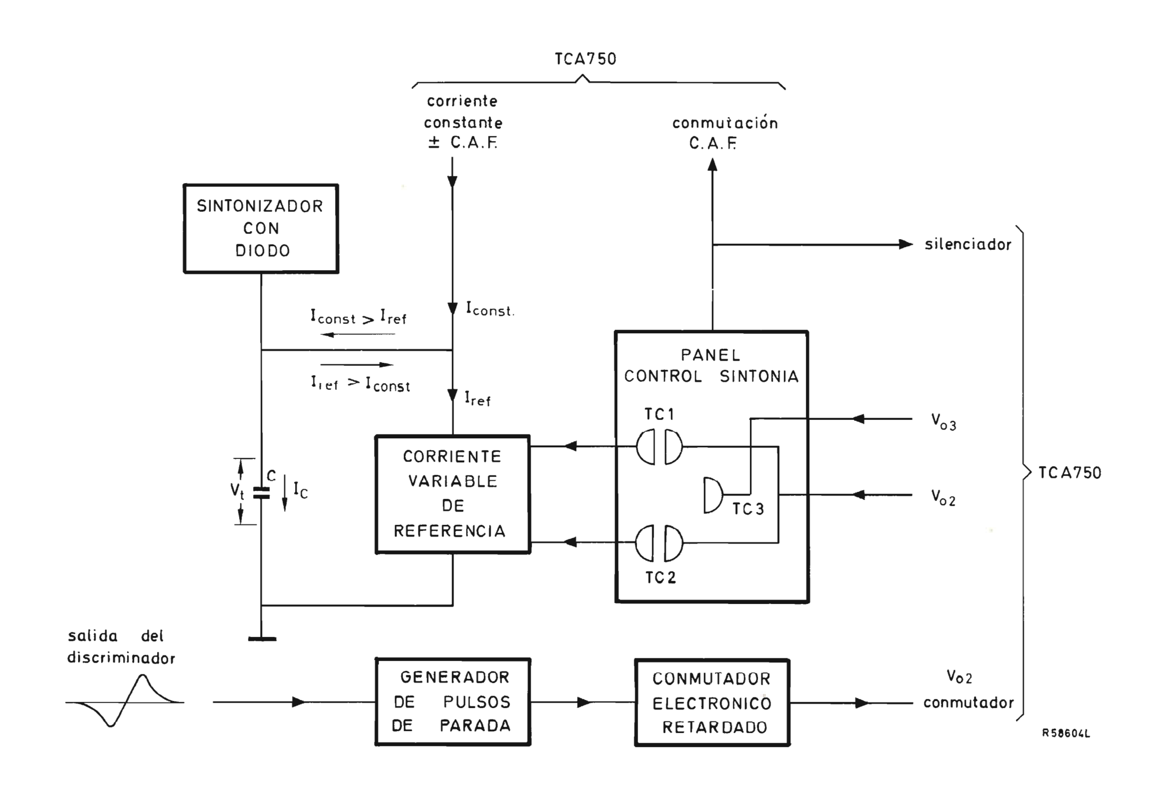
La forma de actuación de la corriente de drenaje se determina aplicando una tensión de control a una de sus dos entradas a través de un par de tactosensores. De esta forma, la tensión de sintonía (V_t) se puede variar o mantener constante como sigue:

- Cuando se activa TC_1, la corriente de drenaje es mayor que la corriente suministrada por el generador de corriente del C.I. TCA750, con lo que el exceso de corriente carga al condensador *C*, aumentando la tensión de sintonía proporcionalmente a la carga.
- Cuando se activa TC_2, la corriente de drenaje es mayor que la corriente suministrada por el generador de corriente del TCA750, con lo que el exceso de corriente descarga el condensador *C*, disminuyendo la tensión de sintonía proporcionalmente a la descarga.
- Cuando no se activa ninguno de los dos tactosensores, la corriente de drenaje es exactamente igual a la corriente suministrada por la fuente de corriente del TCA750 por lo que *C* ni se carga ni se descarga y la tensión de sintonía permanece constante.

Hasta ahora tenemos una tensión de sintonía que se puede hacer crecer, decrecer o mantener constante manualmente. Sin embargo, un sistema de sintonía por barrido electrónico necesita que la tensión de sintonía permanezca automáticamente constante cada vez que se sintoniza una emisora. Para conseguir esto, la recepción de una señal debe desconectar la tensión de control del generador de corriente de drenaje, incluso si uno de los tactosensores está activado. Para hacerlo, un generador de impulsos de parada se dispara siempre que la curva S de salida del discriminador del receptor excede un nivel preseleccionado durante su excursión positiva o negativa. Los impulsos de parada así generados actúan sobre un conmutador electrónico (tiristor), el cual desconecta la tensión de control del generador de la corriente de drenaje desconectando V_{02} en el circuito integrado TCA750, durante un tiempo preseleccionado. La corriente de drenaje de referencia permanece inactiva mientras se recibe una transmisión suficientemente potente, por lo que la tensión de sintonía permanece constante. Si alguno de los tactosensores se mantiene activado, el barrido de la sintonía se reanudará tan pronto como termine el tiempo de retardo del conmutador electrónico, restaurando con ello la tensión de control V_{02}. Para que no haya paradas en la sintonía, el tactosensor TC_3 se debe activar junto con TC_1 (aumenta la tensión de sintonía) o TC_2 (disminuye la tensión de sintonía). En cualquiera de estos casos, la tensión de control del generador de la corriente de drenaje es V_{03} procedente del TCA750, y ya que esta tensión no es conmutada por la salida del discriminador, la sintonía continúa en la dirección requerida mientras los tactosensores estén activados.

2.2. Funcionamiento de un circuito práctico

En la figura 5 se representa en forma de circuito de bloques, un sistema de sintonía práctico, donde se muestran detalles adicionales del circuito integrado TCA750 y de sus circuitos periféricos.



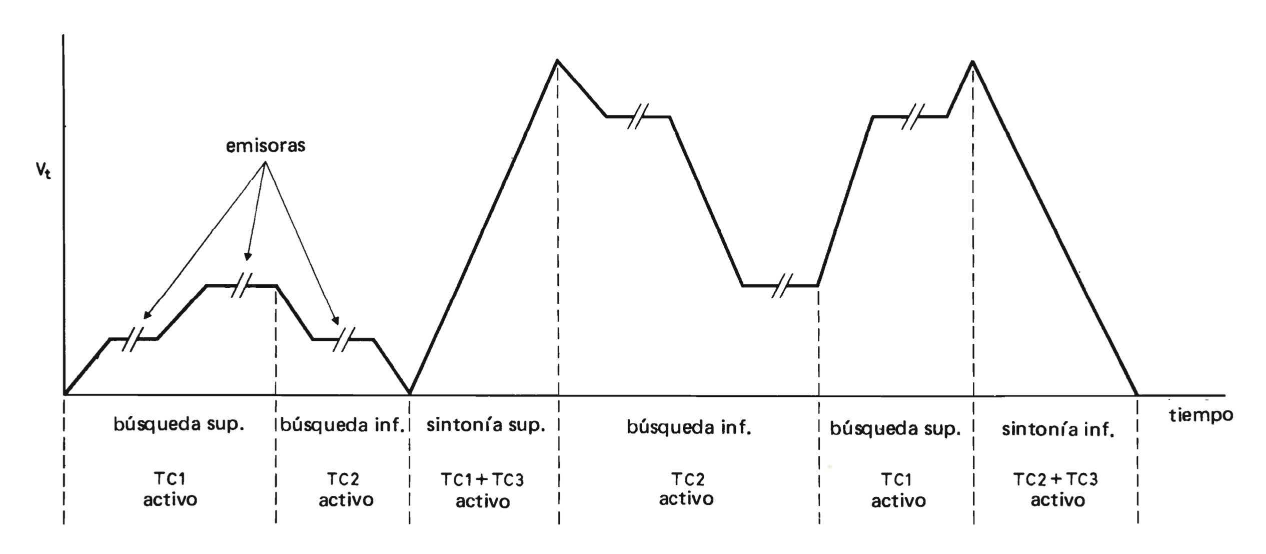


Figura 4. Sistema básico de sintonía por barrido electrónico.
I_C = corriente del condensador de almacenamiento.

sensor $TC_1 = I_{ref} + I_C < I_{const}$ generador de impulsos de parada
sensor $TC_2 = I_{ref} + I_C > I_{const}$ efectivo (barriendo la sintonía)

sensor $TC_1 + TC_3 = I_{ref} + I_C < I_{const}$ generador de impulsos de parada
sensor $TC_2 + TC_3 = I_{ref} + I_C > I_{const}$ inefectivo (no hay paradas de sintonía)

sensores no activados $= I_{ref} + I_C = I_{const}$ (escuchando).

2.2.1. *Control de la tensión de sintonía*

Si no se aplican señales de entrada al generador de corriente de drenaje, este se ajusta mediante R_{33} para absorber exactamente la misma cantidad de corriente que es capaz de suministrar el generador de corriente constante del TCA750, consiguiendo de este modo una tensión de sintonía constante en C_9.

Cuando se activa TC_1, el receptor se silencia, el conmutador de CAF del TCA750 se abre y la salida del generador de corriente en el terminal 5 del circuito integrado se conecta internamente a masa. Esto último reduce la polarización aplicada el generador de corriente de drenaje con lo que esta corriente se reduce, aumentando con ello la corriente de carga de C_9 y aumentando la tensión de sintonía.

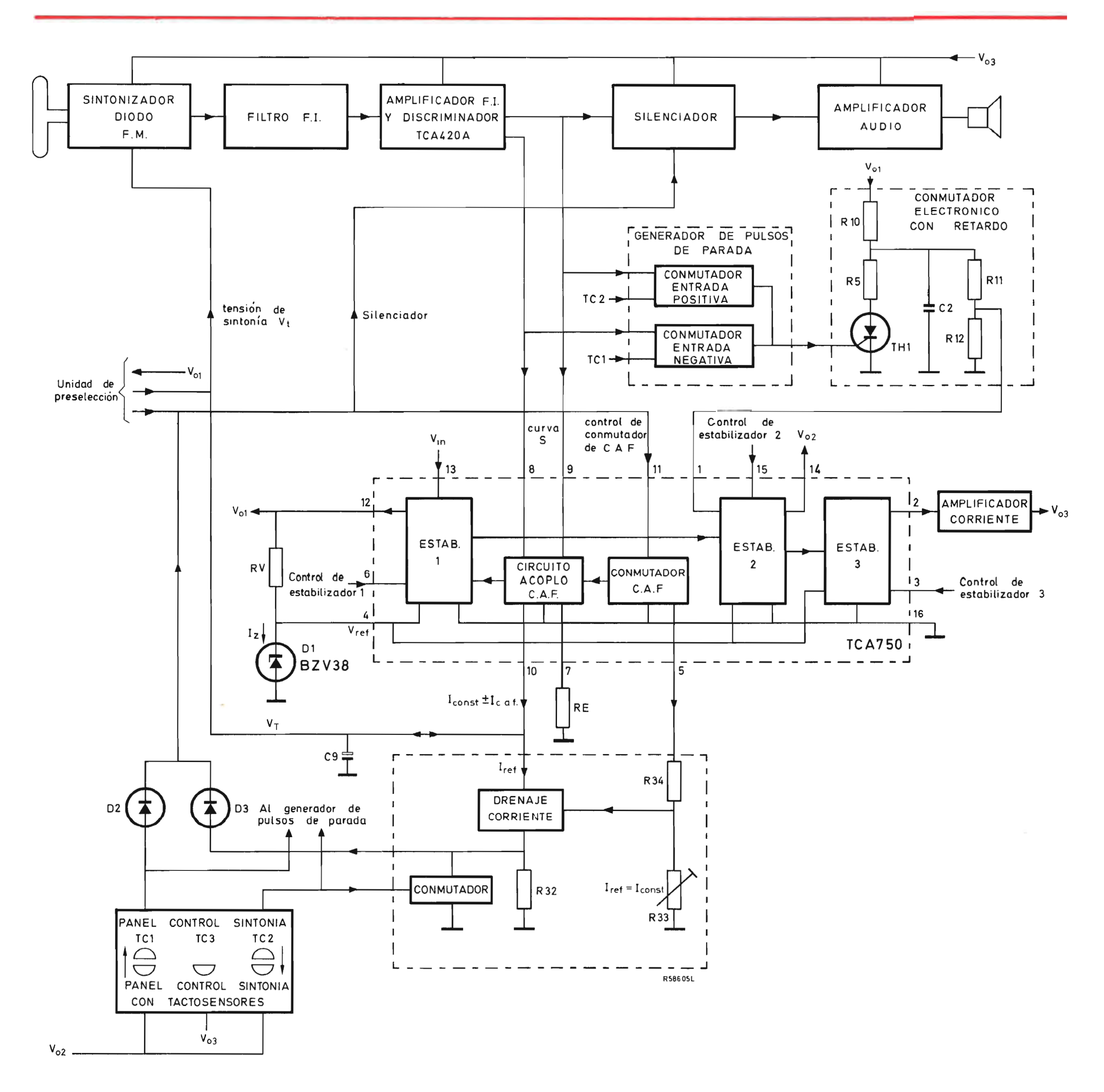


Figura 5. Diagrama de bloques de un receptor de FM utilizando el C.I. TCA750 y el diodo BZV38 en un sistema de sintonía por barrido electrónico en dos direcciones.

Cuando se activa TC_2, el conmutador en el generador de corriente de drenaje se cierra, desconectando el CAF, silenciando el receptor y cortocircuitando R_{32}. Esto último aumenta la corriente de drenaje originando la descarga de C_9, disminuyendo con ello la tensión de sintonía.

Independientemente de la dirección de sintonía, en cuanto se recibe una emisora, el generador de impulsos de parada genera un impulso que desconecta el estabilizador 2 del TCA750 a través del conmutador electrónico con retardo. Esta acción desconecta la alimentación V_{02} de los tactosensores, conectando de este modo el silenciador del receptor, desconectando la tensión de control del generador de corriente de drenaje, con lo que la tensión de sintonía permanece constante y conecta el CAF para que controle la sintonía. El generador de corriente de drenaje absorbe ahora toda la corriente constante procedente del terminal 10 del TCA750 y la sintonía del receptor se mantiene dentro del margen de captura de la corriente del CAF (curva S) que es generada por la estación que se recibe. La corriente de CAF que se superpone a la corriente constante del terminal 10 del TCA750 fija la carga del condensador de almacenamiento de la tensión de sintonía hasta que el receptor esté sintonizado exactamente en el centro de la curva S (corriente de CAF nula). A partir de este momento, la corriente de CAF tiene la misión de mantener la carga del condensador de sintonía compensando las variaciones debidas a su corriente de fugas.

Si uno de los tactosensores permanece activado, el barrido de la sintonía comienza en cuanto se termina el retardo del conmutador electrónico.

Si se requiere sintonía sin paradas, se debe activar el tactosensor apropiado para la dirección de barrido de sintonía deseada, junto con TC_3. La tensión de control del generador de corriente de drenaje es en este caso V_{03} en lugar de V_{02}. Como V_{03} no se desconecta por los impulsos de parada, el barrido de la sintonía prosigue en la dirección deseada (con el receptor silenciado y el CAF desconectado) hasta que los tactosensores se desactiven o se llegue al final del margen de sintonía del receptor (V_t = 19 V o 3 V).

2.2.2. Generador de impulsos de parada

Como se ha explicado anteriormente, el generador de impulsos de parada se dispara cuando la curva S de salida del discriminador del receptor excede un cierto nivel (0,7 V) durante sus excursiones positivas o negativas. En la figura 5 se puede ver que el gênerador de impulsos de parada tiene dos partes, una de las cuales se conmuta cuando la curva S se hace positiva y la otra se conmuta cuando se hace negativa. Evidentemente, cuando la frecuencia de sintonía aumenta (TC_1 activado) la parte que se conmuta por la excursión de alta frecuencia de la curva S debe inhibirse y cuando la frecuencia de sintonía disminuye (TC_2 activado) la parte que se conmuta por las excursiones de bajas frecuencias de la curva S debe inhibirse. Las inhibiciones se producen por la conexión de los tactosensores TC_1 y TC_2 al generador de impulsos de parada.

2.3. Sistema de preselección de emisoras

Una limitación del sistema hasta ahora descrito, proviene del hecho de que cuando el receptor se desconecta, el condensador de almacenamiento de la tensión de sintonía se descarga por sus fugas, con lo que, cuando el receptor se conecta, siempre sintoniza el extremo más bajo del margen de frecuencias. Incorporando un sistema de preselección de emisoras como el que se muestra en la figura 6, es posible conseguir que la última estación preseleccionada se sintonice cuando se conecte de nuevo el equipo.

2.3.1. Circuito de preferencia para la preselección de emisora

El circuito de preferencia para la preselección de emisora es como sigue:

- se ajusta cada uno de los potenciómetros en la unidad de preselección a la tensión de sintonía correspondiente a una emisora;
- todos los conmutadores en la unidad de preselección están abiertos (en la práctica, siempre uno de los conmutadores está cerrado, pero la suposición de que todos los conmutadores están inicialmente abiertos simplifica la descripción del funcionamiento);
- el condensador C_{10} del circuito de acoplo se carga a partir de V_{01} de forma que el interruptor electrónico se hace inactivo, la fuente de corriente se desconecta y TR_9 y TR_{10} no conducen;
- la carga del condensador de almacenamiento de la tensión de sintonía (C_9) no se afecta por el circuito de acoplo.

2.3.2. Funcionamiento del circuito durante la preselección de emisora

Al preseleccionar una emisora, uno de los pulsadores conmutadores (PSB) de la unidad de preselección se

cierra permanentemente y S_2 se cierra momentáneamente. El cierre momentáneo de S_2 descarga C_{10}, que vuelve a cargarse tan pronto como se abre S_2. El tiempo de carga de C_{10} se ajusta para que sea más largo que el tiempo para que el sistema de sintonía barra la banda de radiodifusión de FM (≈ 0,5 s). Durante este intervalo de tiempo el circuito realiza las siguientes acciones.

Cuando C_{10} está descargado, actúa el conmutador electrónico en el circuito de acoplo, conectando la fuente de corriente. Simultáneamente el cierre de uno de los conmutadores (PSB) en la unidad de preselección aplica la tensión preajustada del potenciómetro (V_{preset}) a la base de TR_{10}.

Figura 6. Sistema de preselección.

Si la tensión de C_9 es mayor que V_{preset}, TR_{10} permanece bloqueado y también TR_9 (se desprecia la tensión base-emisor de TR_9 y TR_{10}). Por lo tanto C_9 se descarga a través de la fuente de corriente hasta que $V_t = V_{preset}$. El condensador C_9 no puede seguir descargándose, ya que si V_t se hace menor que V_{preset}, TR_{10} conduce haciendo conducir a TR_9 que carga a C_9.

Si la tensión de C_9 es menor que V_{preset}, TR_{10} conduce haciendo conducir a TR_9 que carga a C_9 hasta que $V_t = V_{preset}$. El condensador C_9 no puede seguir cargándose pues si V_t es mayor que V_{preset}, la unión base-emisor del transistor TR_{10} queda inversamente polarizada con lo que TR_{10} se bloquea y TR_9 se desconecta.

Durante el período de preselección, la corriente a través de R_{40} desconecta el CAF y silencia el receptor para asegurar un funcionamiento exacto y silencioso del sistema de preselección. En un receptor que incorpore este sistema, se puede ver que, cuando se desconecta el receptor, el conmutador PSB asociado al último mando de preselección activado permanece cerrado. Cuando el receptor se conecta, C_{10} está inicialmente descargado y durante este tiempo de carga, el sistema funciona como se ha descrito anteriormente, sintonizando el receptor en la última emisora preseleccionada antes de desconectar.

2.3.3. *Presintonía de una emisora*

Cuando se presintoniza una emisora, el funcionamiento del circuito es el mismo que cuando se preselecciona una emisora, excepto que el conmutador S_1 en la unidad de preselección está cerrado durante toda la operación de presintonía. Por estar S_1 cerrado, C_{10} permanece descargado. El diodo D_8 asegura que la corriente a través de R_{40} sea suficiente para desconectar el CAF pero insuficiente para actuar el circuito silenciador del receptor. El potenciómetro de sintonía asociado con el botón de preselección, se puede ajustar para poner la sintonía en la emisora deseada. Después de la presintonía de la emisora, se abre S_1.

2.4. Receptor completo con dos direcciones de barrido electrónico de sintonía

La figura 7 muestra el circuito de un receptor completo con dos direcciones de barrido electrónico de sintonía y preselección de emisoras.

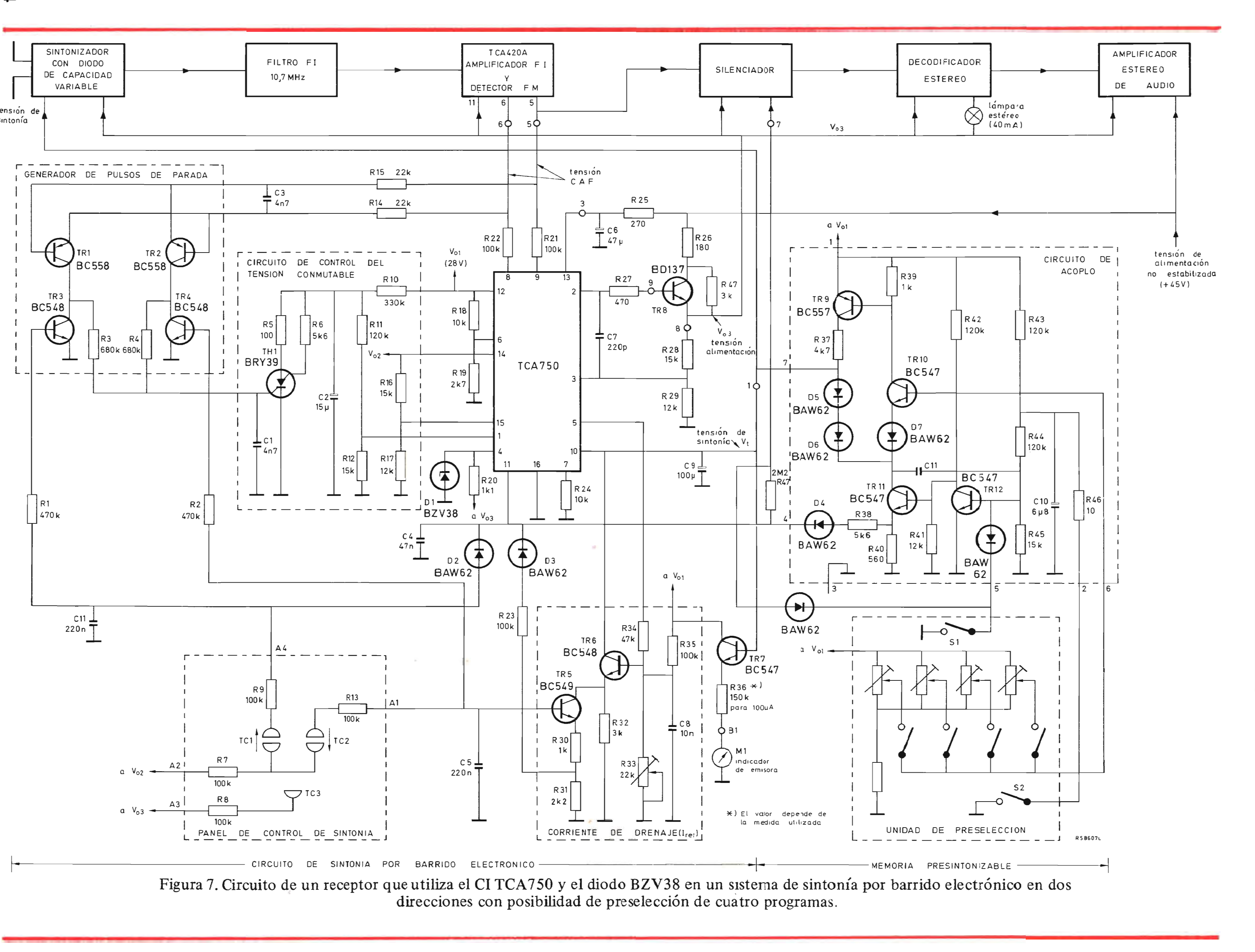


Figura 7. Circuito de un receptor que utiliza el CI TCA750 y el diodo BZV38 en un sistema de sintonía por barrido electrónico en dos direcciones con posibilidad de preselección de cuatro programas.

2.5. Un sistema sencillo para una sola dirección de barrido electrónico de sintonía

El barrido electrónico de sintonía descrito barre en sentido creciente y decreciente toda la banda de frecuencias del receptor, con opción de no pararse al sintonizar una de las dos direcciones. Si se requiere un sistema más sencillo, es posible construir un circuito que realice un barrido solamente hacia las frecuencias altas de la banda con un retorno automático a la frecuencia más baja de la banda cuando se alcanza la frecuencia más alta. Tal circuito difiere del sistema de dos direcciones en lo siguiente.

– Los impulsos de parada sólo se deben generar por la excursión de menor frecuencia de la curva S del discriminador y no son necesarios los impulsos de inhibición.
– Debido a que el barrido es solamente en una dirección, I_{ref} es siempre menor o igual que I_{const}. Por tanto, no hay necesidad de un circuito que incremente a I_{ref}. El circuito generador de la variable corriente de drenaje de referencia se puede realizar con un solo transistor.
– Se requiere un conmutador electrónico adicional. Este conmutador descarga la tensión de sintonía almacenada en el condensador, cuando la tensión alcanza el límite más alto, volviendo de este modo el barrido de la sintonía al extremo de frecuencia más baja del margen de frecuencias del receptor.
– No son necesarios dos diodos del circuito conmutador de CAF.
– Se requieren solamente dos tactosensores.

NUEVO SISTEMA DE SINTONIA PARA RADIO FM Y TELEVISION

Con el multiestabilizador TCA750 y el diodo de referencia de tensión BZV38, puede construirse el más avanzado sistema analógico de sintonía hasta ahora conocido.

Además de suministrar tensión estabilizada a los diodos de sintonía, el TCA750 tiene dos salidas estabilizadas adicionales para las etapas de pequeña señal de una instalación de alta fidelidad, de forma que no se necesitan estabilizadores para la fuente de alimentación y puede prescindirse de complicadas redes de desacoplo.

Al mismo tiempo que se obtiene una tensión de sintonía estable, es preciso compensar la deriva de los componentes. Esto puede conseguirse mediante costosos circuitos de compensación o con el empleo de CAF. El CAF tiene un inconveniente importante, puesto que al sintonizar emisoras poco separadas se tiende a seleccionar la más fuerte y, por tanto, debe desconectarse durante la sintonía.

El TCA750 supera este inconveniente aplicando automáticamente CAF sólo después de haber sintonizado correctamente la emisora seleccionada. Si se selecciona una emisora débil, ésta permanece sintonizada al entrar en acción el CAF aunque junto a ella existan emisoras fuertes. El amplificador de CAF puede ajustarse para proporcionar un fuerte CAF y un elevado factor de corrección (hasta 10) para satisfacer las condiciones más exigentes en lo que concierne a estabilidad sin comprometer la exactitud de la sintonía.

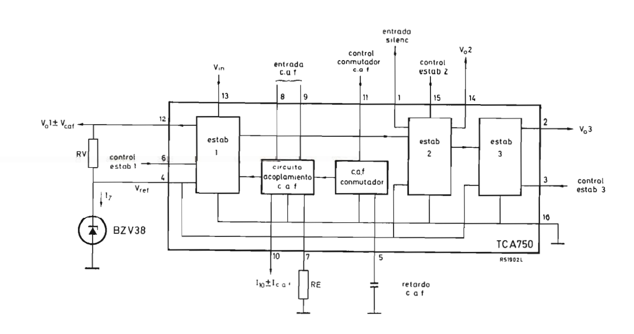
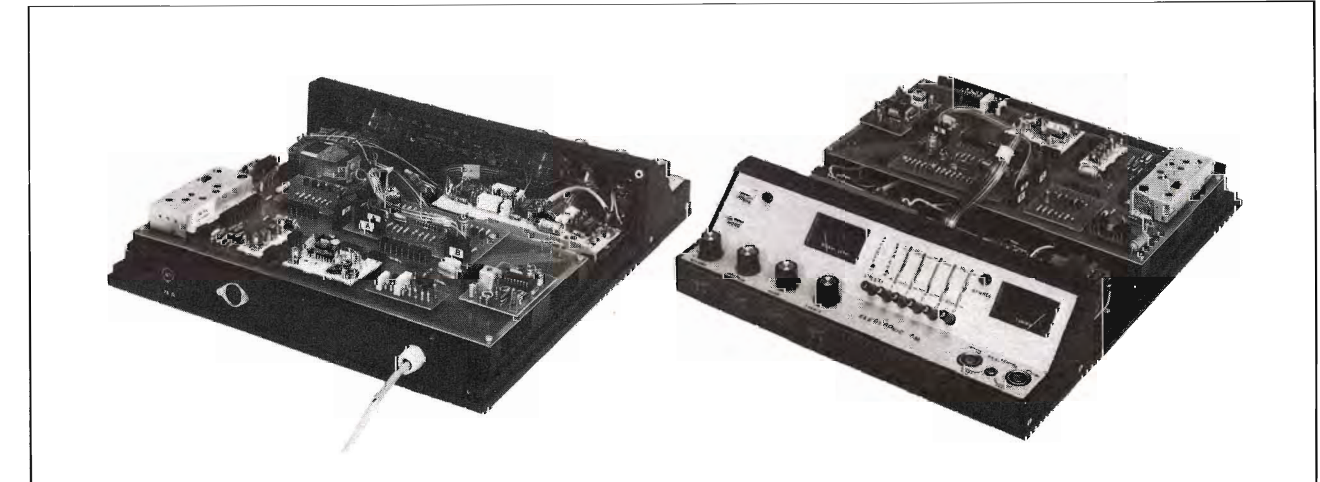


Diagrama de bloques del multiestabilizador TCA750.

Una característica adicional del multiestabilizador TCA750 es el generador de corriente de sintonía incorporado. Este permite obtener un factor de corrección CAF constante en todo el margen de sintonía, incluso en sistemas donde la tensión de sintonía disminuye hasta 0,5 V. Combinando las funciones del generador de corriente de sintonía y el conmutador electrónico CAF, puede diseñarse un económico sistema de búsqueda de sintonía electrónico. Para mayor detalle véase el artículo publicado en *Revista Miniwatt,* vol. 14, n.° 3, págs. 83 a 94.



Prototipo de laboratorio de un receptor FM en el que se ha utilizado el circuito integrado TCA750 y el diodo de referencia BZV38 en un sistema de búsqueda de sintonía de dos vías con posibilidades de preselección de cinco programas.

EXCITACION DEL INDICADOR NUMERICO ZM 1550

En este artículo se dan las características del indicador numérico ZM1550 y se describen algunos circuitos excitadores tanto estáticos como dinámicos.

EL INDICADOR ZM1550

El ZM1550 es un indicador de descarga gaseosa de cátodo frío recientemente introducido, que visualiza dos números de siete segmentos, cada uno de los cuales puede estar seguido de una coma situada en el lado inferior derecho del número. La descarga gaseosa neón-argón produce una luminiscencia de color naranja que puede distinguirse claramente incluso con intensa luz diurna.

Los dos números de 15 mm de alto se alojan en una caja de poco espesor de caras planas que en total mide sólo 35,5 X 24 X 5 mm. Está provisto de patillas en doble línea con una distancia entre patillas normalizada de 2,54 mm, lo que elimina el coste adicional de un zócalo y hace posible montar el indicador directamente sobre una placa de circuito impreso. Los indicadores están diseñados de manera que pueden agruparse horizontalmente para obtener una visualización de múltiples dígitos con una distancia entre dígitos constante de 17,78 mm.

Se puede utilizar la tensión de red rectificada para la alimentación del ánodo del indicador, con lo cual se elimina la necesidad de un transformador reductor. Los cátodos pueden ser excitados por las salidas de un circuito integrado, incluso si entrega una tensión de salida de tan sólo 15 V.

Las anteriores características, junto con el bajo precio y la larga vida del ZM1550, hacen que este indicador sea ideal para aplicaciones tales como:

– relojes electrónicos;
– cajas registradoras;
– balanzas;
– visualizadores de instrumentos de medida;
– visualizadores digitales de equipos de control;
– máquinas expendedoras de billetes;
– surtidores de gasolina.

Resumen de datos

Características

Tensión de encendido inicial	V_{ign}	< 165 V
Tensión de encendido subsiguiente	V_{ign}	< 150 V
Tensión de mantenimiento con I_{segm} = 0,5 mA	V_m	137 V
Tensión de mantenimiento con I_{segm} = 1,0 mA	V_m	149 V
Tensión de extinción	V_{ext}	> 125 V

Valores límite (de acuerdo con el Sistema de Máximos Absolutos)

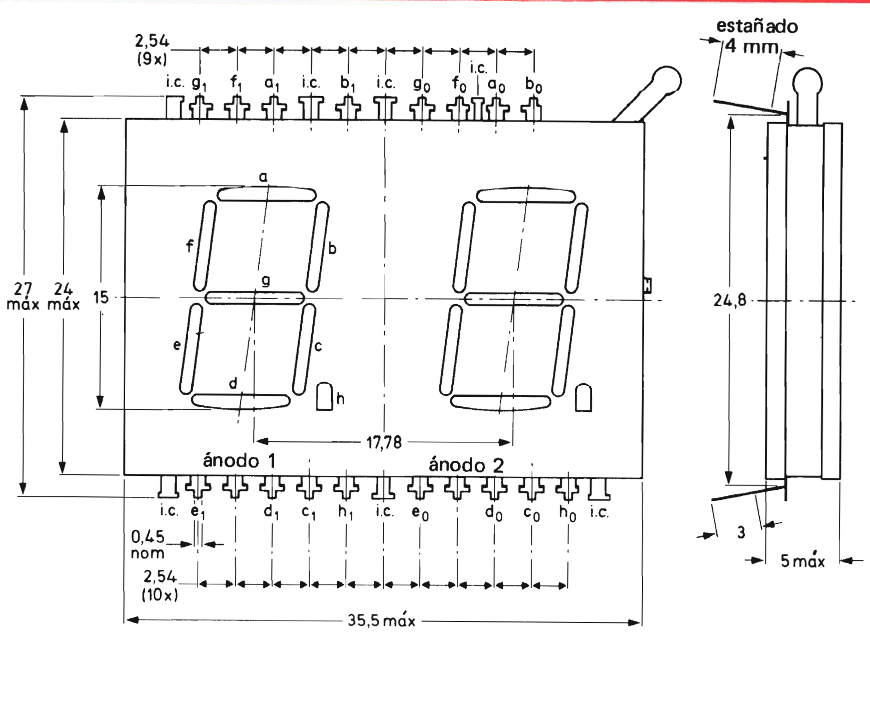
Corriente de un segmento del cátodo, con excitación dinámica (pico)	I_{segm}	máx. 3 mA mín. 0,3 mA
Corriente de un segmento del cátodo, con excitación dinámica y estática	I_{segm}	máx. 0,5 mA
(media)	I_{segm}	máx. 0,5 mA
Corriente de un segmento del cátodo, con excitación estática	I_{segm}	mín. 0,2 mA
Duración del impulso, con excitación dinámica	T_{imp}	máx. 5 ms mín. 0,1 ms
Tensión entre ánodo y cátodo	V_{ak}	máx. 240 V
Temperatura ambiente	t_{amb}	máx. +70°C mín. −50°C
Dimensiones y conexiones		ver figura 1

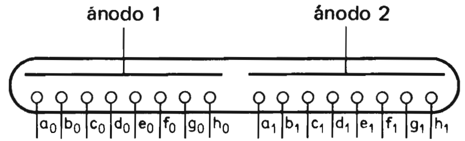
Modos de funcionamiento

Si la tensión de encendido inicial se aplica entre el ánodo del indicador y los cátodos apropiados, el gas que rodea los segmentos deseados se ioniza y produce una luminosidad de color naranja para visualizar el número deseado. La visualización persiste mientras que la tensión aplicada permanezca superior a la tensión de mantenimiento y se extingue cuando cae por debajo de la tensión de extinción.

Existen dos métodos básicos para excitar el ZM1550: el método de excitación estática y el de excitación dinámica o método multiplex de exploración secuencial.

La excitación estática necesita un decodificador/excitador de 7 segmentos para cada número del visualizador de modo que cada cátodo se debe conectar individualmente de acuerdo con las necesidades de la visualización.





designación de los segmentos del cátodo

Figura 1. Dimensiones (en mm) y conexiones del indicador ZM1550.

La excitación dinámica necesita solamente un decodificador/excitador de 7 segmentos. En este caso, los ánodos son conectados secuencialmente de forma cíclica contínuamente. De forma similar, los cátodos de cada indicador son conmutados en común y simultáneamente en sincronismo con la conmutación del ánodo.

El resto de este artículo se destina a describir circuitos excitadores adecuados.

CIRCUITOS EXCITADORES ESTATICOS

La figura 2 muestra el circuito excitador estático básico del indicador ZM1550 en el que la tensión de alimentación de ánodo debe ser de 150 V y cada segmento de cada dígito visualizado debe ser conmutado individualmente. Existen muchos circuitos integrados decodificadores/excitadores de 7 segmentos, o combinaciones de decodificadores y excitadores que se pueden utilizar para conmutar los segmentos del cátodo del indicador ZM1550. En los párrafos siguientes se describen algunos sistemas para acoplar los diversos circuitos excitadores con el ZM1550.

Para mayor claridad, los circuitos simplificados que acompañan a las siguientes descripciones muestran solamente tres de los ocho segmentos de que está provisto cada cátodo (siete segmentos del dígito y la coma) del ZM1550. Los circuitos de conmutación dispuestos en los decodificadores/excitadores se representan como conmutadores mecánicos.

Circuitos excitadores con $V_{out} > 25$ V y generador de corriente de salida ajustable

Ya que el brillo del visualizador del indicador ZM1550 es directamente proporcional a la densidad de la corriente del segmento del cátodo, se necesita algún medio para que se pueda ajustar la corriente del segmento al nivel deseado dentro de los límites especificados para funcionamiento estático (de 0,2 mA a 0,5 mA). El método más directo para obtener la corriente necesaria es emplear un decodificador/excitador de 7 segmentos con generadores de corriente de salida ajustables como se muestra en la figura 3. Dicho decodificador/excitador debe tener una tensión de salida correspondiente a segmento apagado de por lo menos $V_{ba} - V_{ext} = 150 - 125 = 25$ V y debe tener una corriente de fuga de salida baja ($< 10\ \mu$A). En el circuito del ánodo del ZM1550 se debe incorporar un resistor de 2,2 kΩ para proteger al circuito integrado contra las corrientes de conmutación transitorias.

Circuitos excitadores con $V_{out} > 25$ V pero sin ajuste de corriente de salida

El tipo más satisfactorio de circuito dentro de esta categoría es el que es capaz de conmutar por lo menos 25 V y tiene una corriente de fuga de salida de sólo algunos microamperios. En la figura 4 se muestra la forma de acoplar tal circuito al indicador. Los únicos componentes externos necesarios son los resistores de limi-

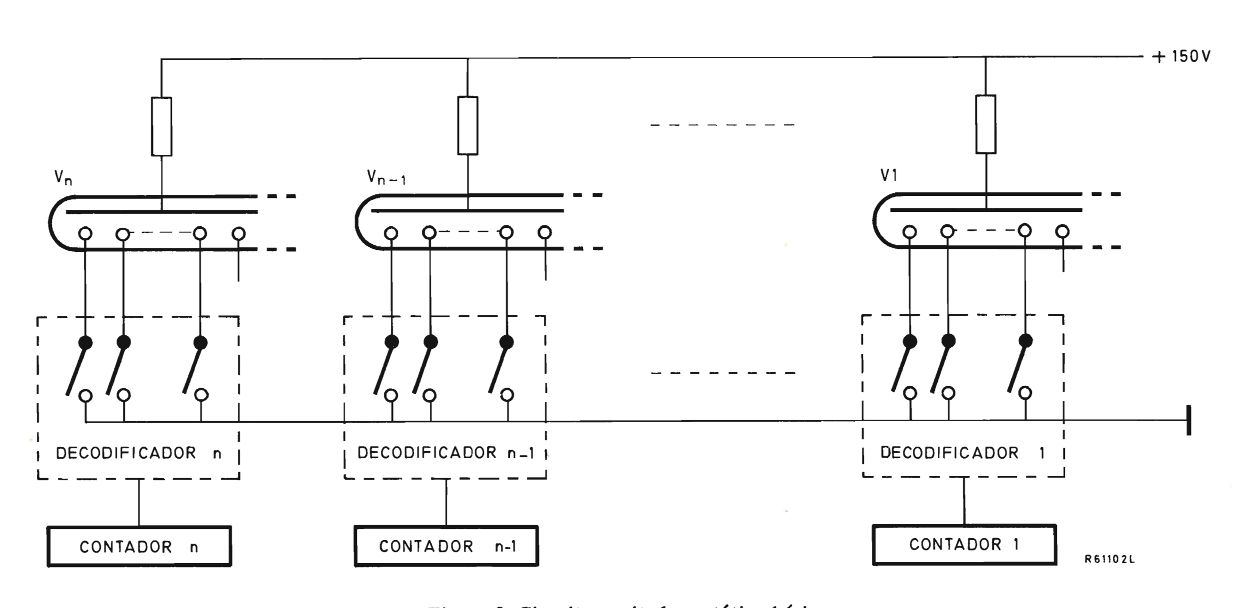


Figura 2. Circuito excitador estático básico.

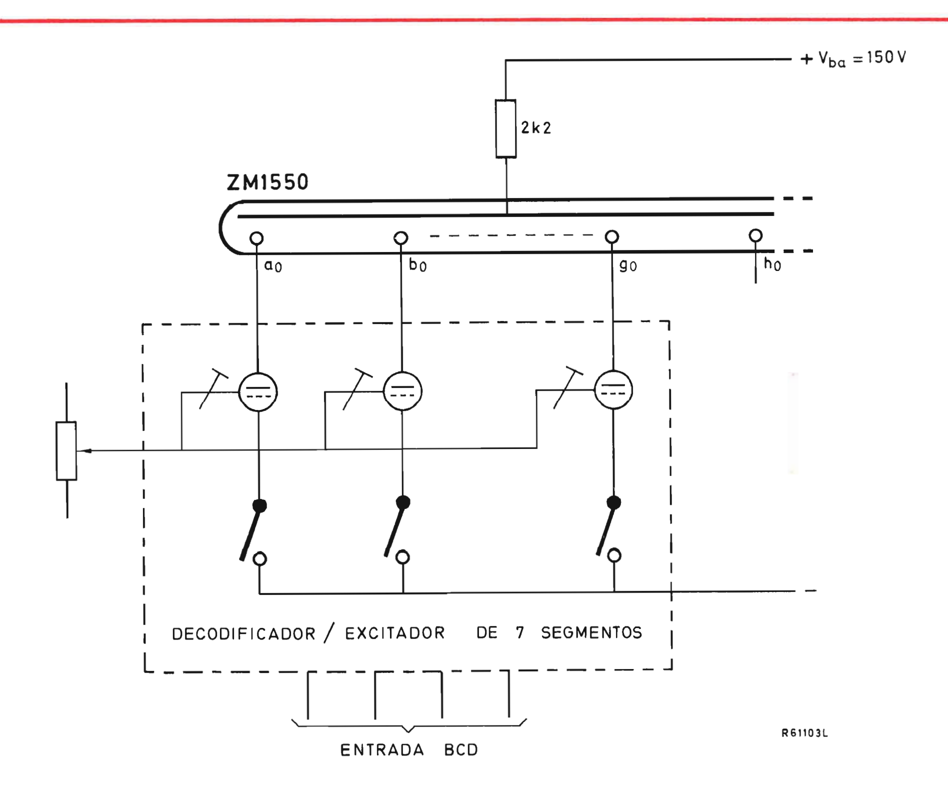


Figura 3. Decodificador/excitador con corriente de salida ajustable acoplado al indicador ZM1550.

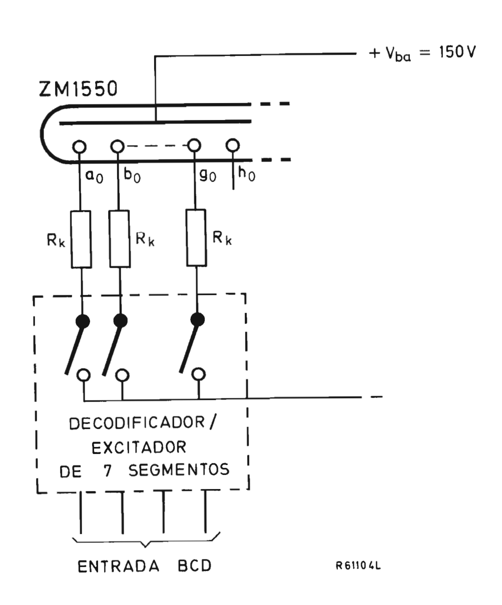


Figura 4. Circuito excitador estático que emplea un decodificador/excitador con una tensión de salida de por lo menos 25 V y una corriente de fugas de salida baja.

tación de corriente de cada segmento del cátodo (R_k).

En la figura 5 se muestra la relación entre la corriente del segmento de cátodo (I_{segm}) y la tensión de mantenimiento (V_m), en la que se puede ver que si I_{segm} se fija en 0,4 mA, la tensión de mantenimiento será de 134,5 V. En la figura 5 se muestra la línea de carga de un resistor de cátodo que fija I_{segm} en 0,4 mA. El valor del resistor viene dado por:

$$R_k = \frac{V_{ba} - V_m}{I_{segm}} = \frac{150 - 134{,}5}{0{,}4 \times 10^{-3}} = 38{,}75\ \text{k}\Omega.$$

Para asegurar que no se enciendan segmentos no deseados, la diferencia de potencial entre el ánodo y tales segmentos debe ser menor que la tensión de extinción (V_{ext} = 125 V). Esto significa que deben ser mantenidos a una tensión mínima de:

$$V_{k\ \text{mín}} = V_{ba} - V_{ext} = 150 - 125 = 25\ \text{V}.$$

Por esta razón, la tensión correspondiente a segmento apagado del decodificador/excitador debe ser por lo menos de 25 V. Si es menor que 25 V, se deben añadir resistores para elevarla como se muestra en la figura 6. Si el decodificador/excitador tiene una corriente de fuga

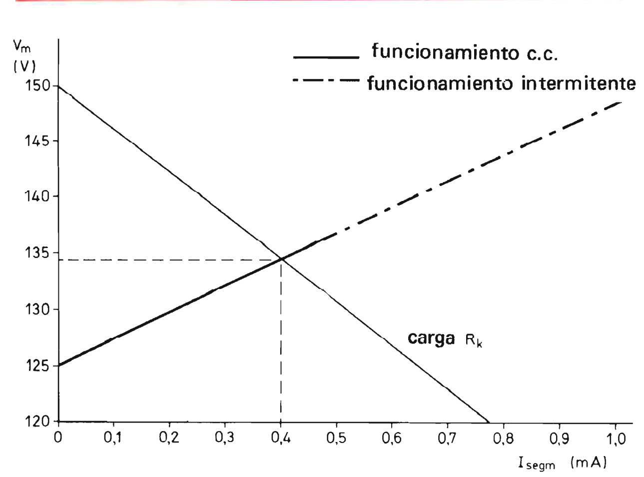


Figura 5. Relación entre la corriente de un segmento del cátodo y la tensión de mantenimiento. La línea de carga es la de un resistor de cátodo que fija la corriente del segmento en 0,4 mA con una alimentación de 150 V.

de salida mayor que algunos microamperios, se debe desviar para que no vaya al indicador conectando los resistores citados anteriormente a una tensión de polarización (V_{bkk} = 30 V).

En el caso más desfavorable, los circuitos de salida del decodificador/excitador se deben proteger contra la aplicación de una tensión excesiva. En este caso, los niveles de tensión de salida son limitados por medio de diodos conectados a la tensión de polarización de 30 V, como se muestra en la figura 7.

Circuitos excitadores con una salida máxima de 15 V

De acuerdo con la exposición precedente, es evidente que el circuito integrado excitador debe ser capaz de conmutar una tensión que es igual a la diferencia entre

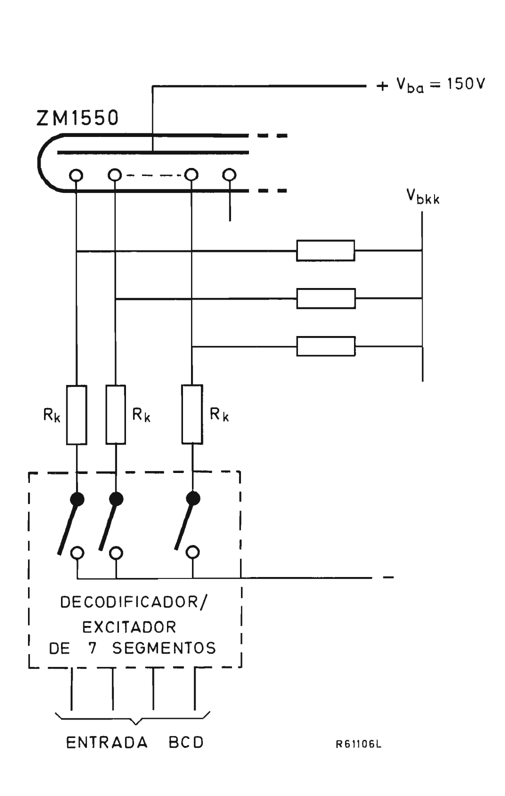


Figura 6. Se deben utilizar resistores de elevación si la tensión de bloqueo de salida del decodificador/excitador es menor que 25 V. Los resistores tienen que estar conectados a una alimentación de polarización de 30 V si la corriente de fugas de salida del decodificador/excitador es mayor de unos microamperios.

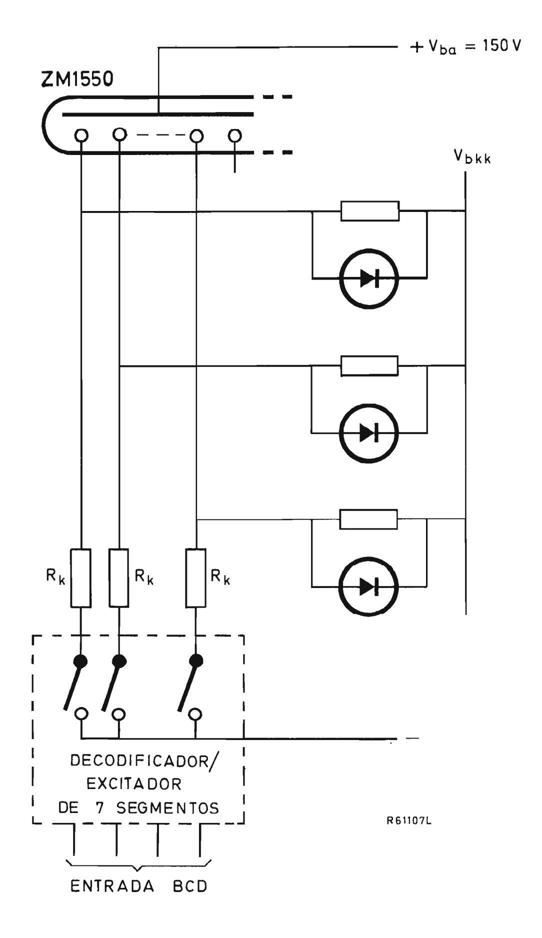


Figura 7. En algunos casos puede ser necesario proteger los circuitos de salida del decodificador/excitador contra excesiva tensión. Esto se hace disponiendo diodos limitadores entre los cátodos del indicador y la tensión de polarización de 30 V.

las tensiones anódica y de extinción del indicador ZM1550, es decir,

$$V_{switch} = V_a - V_{ext}.$$

Por lo tanto, con un circuito integrado con una capacidad de conmutación máxima de 15 V, la máxima tensión anódica del ZM1550 es:

$$V_{a\ máx} = V_{switch} + V_{ext} = 15 + 125 = 140 \text{ V}.$$

Desgraciadamente, el retardo de encendido que con esta tensión anódica se introduciría, sería inaceptablemente largo. Por lo tanto, es necesario añadir un circuito que eleve la tensión de encendido inicial a un nivel aceptable. En la figura 8 se muestra el circuito propuesto.

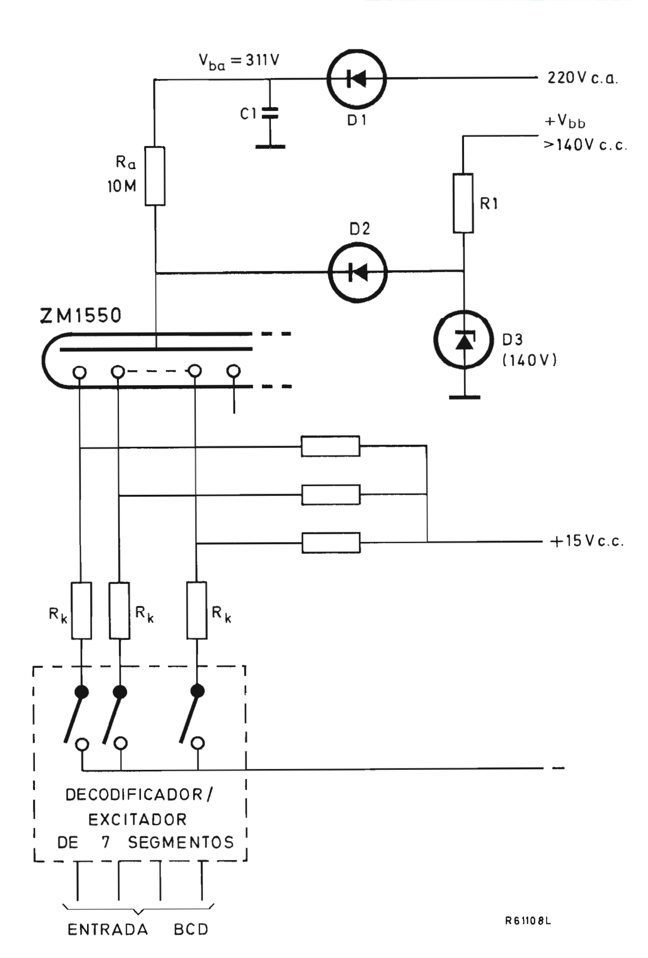


Figura 8. Cuando se excita el ZM1550 con un decodificador/excitador que tiene una tensión de salida de 15 V, la tensión de alimentación de ánodo está limitada a 140 V y hay que añadirle una alimentación de encendido inicial.

Antes del encendido, C_1 se carga hasta una tensión de aproximadamente 220 X $\sqrt{2}$ = 311 V y como que esta tensión es mayor que la tensión de 140 V en el ánodo de D_2, este diodo permanece bloqueado. Cuando el decodificador/excitador conecta un segmento del cátodo, el segmento se enciende y extrae de C_1 una corriente que es proporcional al valor del resistor de ánodo. Para minimizar el valor de C_1, la corriente de encendido se debe limitar a un nivel bajo, utilizando para ello un resistor de ánodo de valor elevado. Al encenderse el segmento, la tensión entre el ánodo y el segmento de cátodo seleccionado del ZM1550 cae hasta la tensión de mantenimiento. Entonces, el diodo D_2 conduce y la corriente que se obtiene de C_1 es:

$$\frac{311 - 140}{10^7} = 17\ \mu\text{A}.$$

La figura 9 muestra que, con esta corriente, la tensión de mantenimiento estaría sólo un poco por encima de la tensión de extinción. Sin embargo, como D_2 conduce, la mayor parte de la corriente que mantiene encendido el segmento fluye del circuito de alimentación estabilizado a 140 V, que comprende R_1 y D_3. La figura 9 muestra que la tensión de mantenimiento para una corriente de segmento de cátodo de 0,4 mA es de 134,5 V. Por ello, el valor necesario del resistor de cátodo es:

$$R_k = \frac{V_a - V_m}{I_{segm}} = \frac{140 - 134{,}5}{0{,}4 \times 10^{-3}} = 13{,}75\ \text{k}\Omega.$$

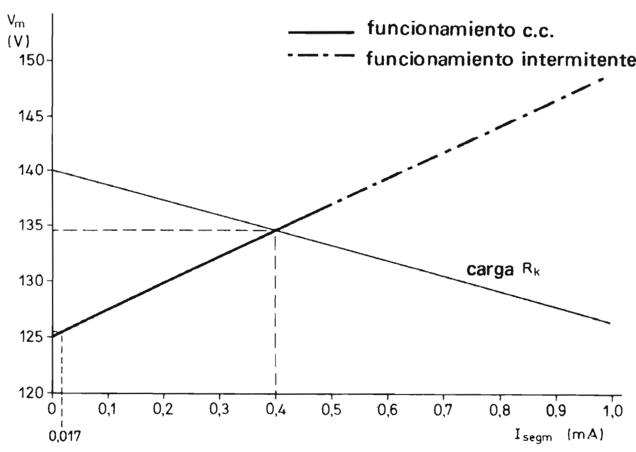


Figura 9. Relación entre la corriente de un segmento del cátodo y la tensión de mantenimiento. La línea de carga es la de un resistor de cátodo que fija la corriente de segmento a 0,4 mA con una alimentación de 140 V.

El valor de R_1 se puede calcular a partir de:

$$R_1 = \frac{V_{bb} - 140}{I_z + I_a}$$

en donde I_a es la corriente anódica total, es decir, $8 \times I_{segm} = 3{,}2$ mA.

Circuitos excitadores con una variación de la tensión de salida menor que 15 V

Si la variación total de la tensión de salida del decodificador/excitador es menor que 15 V (o 25 V en circuitos sin resistores que eleven la tensión de encendido) se debe emplear un transistor con una tensión V_{CEO} de aproximadamente 40 V (por ejemplo el BC107) para acoplar cada salida del decodificador/excitador con cada segmento de cátodo del ZM1550. En la figura 10 se muestra el circuito necesario para un decodificador/excitador con salidas activas que corresponden al nivel BAJO. Los resistores de elevación solamente son necesarios si el decodificador/excitador tiene las salidas formadas por colectores sin carga. El circuito mantiene constantes las corrientes de los segmentos del cátodo, a un nivel determinado por el valor del resistor de emisor (R_E). El valor necesario del resistor de emisor es:

$$R_E = \frac{5 - V_{BE} - V_{out}}{I_{segm}}.$$

Para una corriente de segmento de 0,4 mA, con un nivel de salida BAJO de 0,27 V para un decodificador/excitador, esto da:

$$R_E = \frac{5 - 0{,}6 - 0{,}27}{0{,}4 \times 10^{-3}} = 10\ \text{k}\Omega.$$

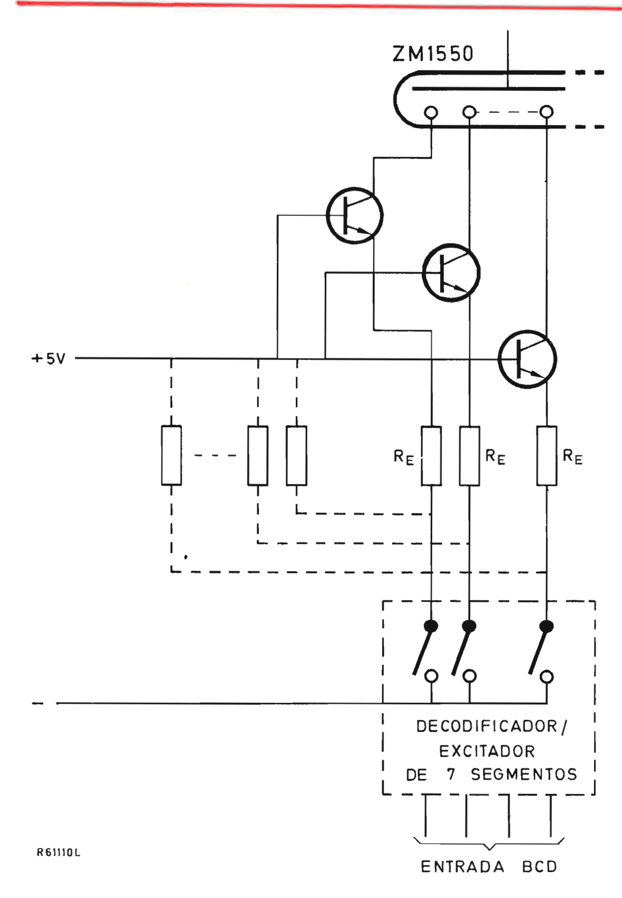


Figura 10. Si se excita el indicador ZM1550 con un decodificador/excitador que tiene una variación de la tensión de salida menor que 15 V y salidas activas en estado BAJO, se debe

La figura 11 es el circuito de acoplo para un decodificador/excitador con salidas activas que corresponden al nivel ALTO. Como antes, los resistores de elevación son necesarios solamente si el decodificador/excitador tiene las salidas formadas por colectores sin carga. En este circuito, el valor de los resistores de emisor es:

$$R_E = \frac{V_{out} - V_{BE}}{I_{segm}}.$$

Para una corriente de segmento de 0,4 mA con un nivel de salida ALTO de 4,2 V para un decodificador/excitador, esto da:

$$R_E = \frac{4{,}2 - 0{,}6}{0{,}4 \times 10^{-3}} = 9\ \text{k}\Omega.$$

Control del brillo del visualizador

Como se ha explicado, el brillo de visualización del indicador ZM1550 es proporcional a la densidad de la corriente del segmento del cátodo y se puede establecer de antemano mediante la elección de los valores del resistor de cátodo. Alternativamente, si el decodificador/excitador incorpora un sistema de borrado de la salida, se puede aplicar una señal intermitente a la entrada de borrado para obtener un control variable del brillo de la visualización en forma continua, variando para ello el ciclo de trabajo (δ) de la corriente del segmento del cátodo.

En la figura 12 se muestra un circuito de control del ciclo de trabajo del visualizador. El circuito comprende un circuito temporizador integrado tipo 555 conectado como multivibrador aestable. El condensador C se

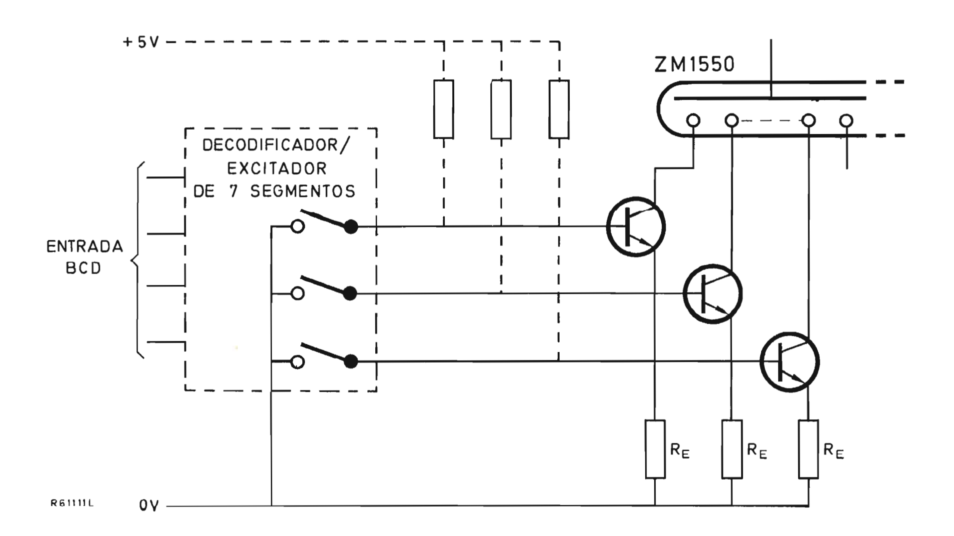


Figura 11. Si se excita el indicador ZM1550 con un decodificador/excitador que tiene una variación de la tensión de salida menor que 15 V y salidas activas en estado ALTO, se debe emplear un circuito de acoplamiento con transistores.

carga a través de R_A y D_1 y se descarga a través de R_B. Variando la posición del contacto móvil de potenció-metro, se puede cambiar la relación entre el valor de R_A y el de R_B, con lo cual se varía el ciclo de trabajo del multivibrador entre 0,0098 (0,98% del tiempo total de visualización) y 0,99 (99% del tiempo total de visualización). El ciclo de trabajo está determinado por la relación:

$$\delta = \frac{R_B}{R_A + R_B}.$$

La frecuencia de funcionamiento del multivibrador se fija eligiendo el valor adecuado del condensador C. La frecuencia elegida depende en gran parte de consideraciones relativas al centelleo. La frecuencia de borrado de la visualización debe ser tal que los dígitos visualizados, aunque brillen intermitentemente, parezcan encendidos continuamente. La frecuencia necesaria para conseguirlo se acepta generalmente como de 50 Hz a 60 Hz. Sin embargo, esto supone que ni el ojo ni la visualización se hallen en movimiento. Por ello, es deseable emplear una frecuencia mínima de borrado de 100 Hz.

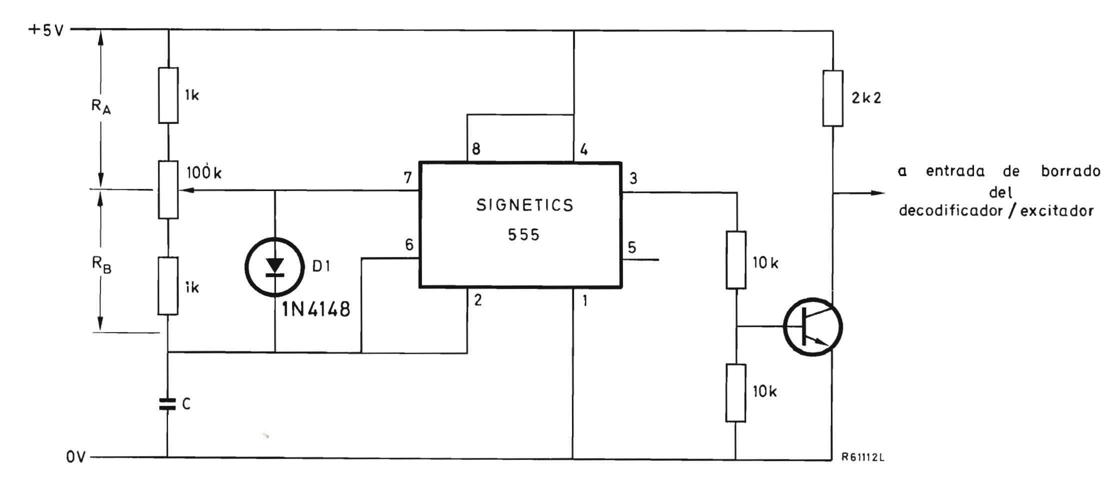


Figura 12. Control del brillo del ZM1550 mediante el empleo de un temporizador que ajusta el ciclo de trabajo de la corriente del segmento del cátodo.

La frecuencia de funcionamiento del multivibrador viene determinada por:

$$f = \frac{1{,}44}{C(R_A + R_B)}$$

despejando C se obtiene:

$$C = \frac{1{,}44}{f(R_A + R_B)}.$$

Para una frecuencia de funcionamiento de 100 Hz, se obtiene un valor de 0,14 μF para el condensador C.

La salida de la patilla 3 del temporizador se conecta a la entrada de borrado del decodificador/excitador por medio de un transistor de acoplamiento. El transistor es necesario porque el nivel de la salida en contrafase del temporizador puede no ser suficiente para excitar la entrada de borrado de algunos decodificadores/excitadores alimentados a +5 V.

Evitación de centelleos entre dígitos adyacentes

El indicador MZ1550 está formado por dos compartimentos adyacentes, uno para cada dígito. Si la diferencia de potencial entre electrodos adyacentes (ánodos y/o cátodos) sobrepasa a la tensión de extinción (125 V), el electrodo que tiene el potencial menor actuará como un cátodo para el electrodo que tiene el potencial mayor. En este caso, entre los dígitos adyacentes aparecerán centelleos (que se ven como una luminosidad de color azul).

Los centelleos se pueden evitar conectando para ello el blindaje del ZM1550 a una tensión que sea por lo menos igual a la diferencia entre la tensión anódica y la tensión de extinción. También se puede conectar un condensador entre el blindaje del ZM1550 y la línea de 0 V. El potencial del plasma cargará el condensador a una tensión que evitará los centelleos.

CIRCUITOS EXCITADORES DINAMICOS

Un sistema de visualización estático requiere un decodificador/excitador de 7 segmentos y un contador para cada dígito visualizado. Debido a la naturaleza de los circuitos excitadores estáticos, los contadores se han de detener en la posición que se desee. En los excitadores dinámicos (denominados a veces excitadores multiplex de exploración secuencial), figura 13, los cátodos similares de todos los indicadores de dígitos son conmutados simultáneamente por un decodificador/excitador de 7 segmentos. Los ánodos de los indicadores son explorados en sincronismo con la conmutación de cátodo.

La decisión de emplear excitación dinámica se debe basar en los siguientes factores principales:

- las características de los circuitos MOS/LSI si se van a utilizar;
- el número de dígitos a visualizar; la excitación dinámica reduce el coste si se han de visualizar un gran número de dígitos;
- el coste del circuito utilizando excitación dinámica en comparación con el del circuito utilizando excitación estática;
- el consumo de energía del sistema. El empleo de excitación dinámica reduce generalmente el consumo.

Circuitos excitadores de cátodo

El circuito excitador de cátodo en un sistema excitador dinámico puede ser cualquiera de los circuitos anteriormente descritos para el funcionamiento estático (excepto el de 15 V).

Circuitos excitadores de ánodo

El circuito excitador de ánodo debe poder transformar la variación de la tensión de salida del decodificador de 1 entre n (5 – 0,4 = 4,6 V en circuitos TTL) en por lo menos la diferencia entre la tensión de alimentación de ánodo y la tensión de extinción (150 – 125 = 25 V). Esto se puede obtener con excitadores de dígitos integrados o con uno de los siguientes circuitos a base de componentes discretos.

Desplazador del nivel capacitivo

Este tipo de circuito excitador de ánodo emplea un transistor de baja tensión ($V_{CEO} \approx 30$ V) junto con un circuito capacitivo de desplazamiento de nivel, como se muestra en la figura 14.

Si la salida del decodificador de 1 entre n está en ALTO (4,6 V = segmento apagado) cuando se conecta el circuito a la alimentación, el condensador empezará a cargarse hacia una tensión $V_S - V_b = 150 - 5 = 145$ a través de la unión base-emisor de TR_1, el resistor R y el diodo D_1. Si el diodo no estuviera en el circuito, se aplicaría un impulso parásito de alta tensión al terminal de salida del decodificador de 1 entre n en el instante de la conexión. Cuando la corriente de carga se ha reducido a algunos microamperios, la tensión V_{CE} de TR_1 aumenta

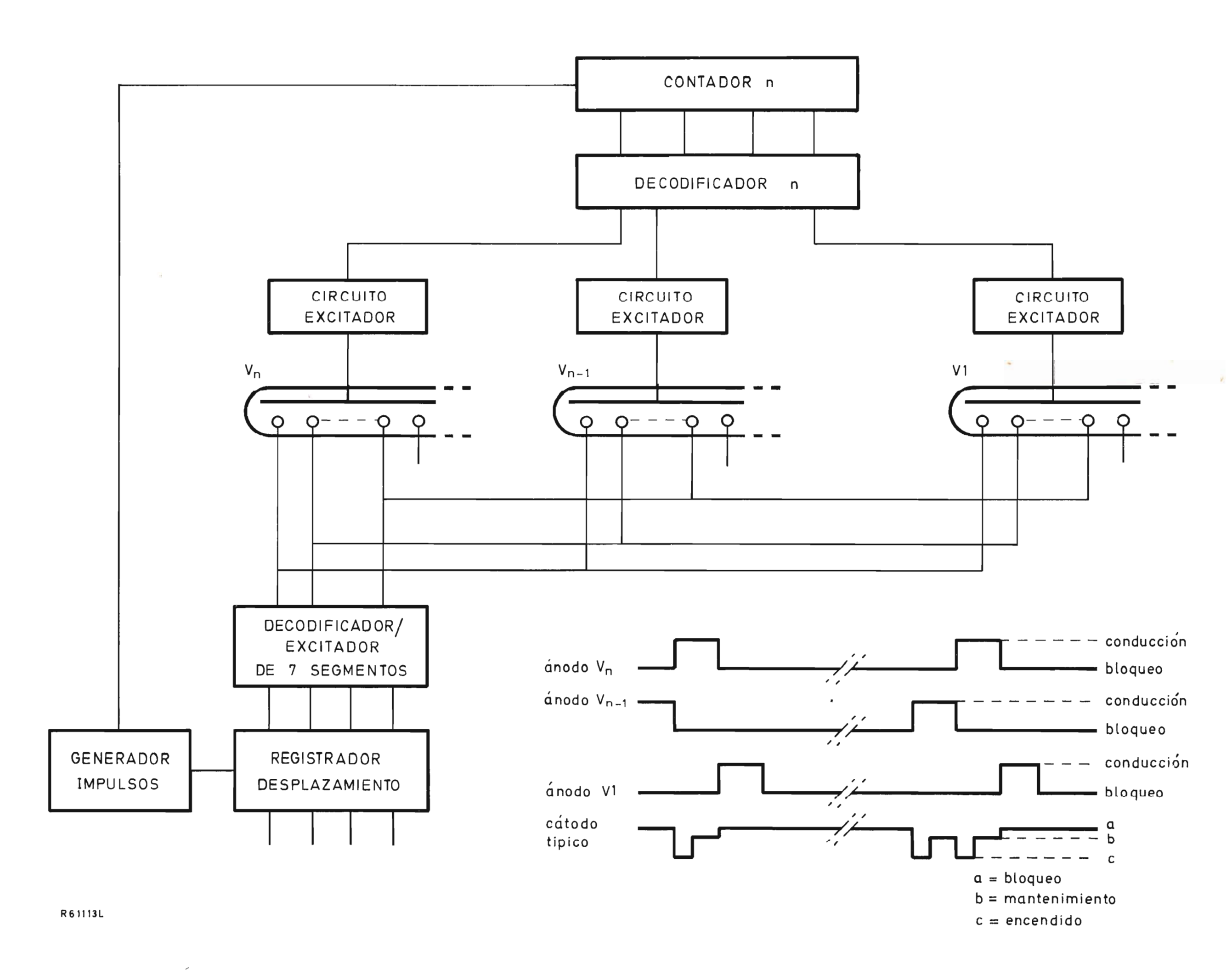


Figura 13. Circuito excitador dinámico y formas de onda asociadas.

hasta aproximadamente 30 V y la tensión de alimentación del ánodo del indicador se reduce a un valor inferior a la tensión de extinción.

Cuando la salida del decodificador de 1 entre *n* cambia desde ALTO (segmento apagado) a BAJO (0,4 V = segmento iluminado), la carga del condensador empieza a aumentar desde 145 V hacia $V_S - V_{out\,BAJO} = 150 - 0{,}4 = 149{,}6$ V a través de la unión base-emisor de TR_1, el resistor R y el transistor de salida del decodificador 1 entre *n*. Por lo tanto, la tensión V_{CE} de TR_1 disminuye hasta un valor bajo y se aplican casi 150 V al ánodo del indicador. Debido a esto, los segmentos de cátodo elegidos se encienden y continuan iluminados mientras que la corriente de carga que fluye de la base de TR_1 sea suficiente para mantener la corriente de ánodo del indicador necesaria (corriente de colector de TR_1). En la práctica, los valores de R y C se eligen de manera que la corriente de carga decreciente no caiga por debajo del nivel necesario mientras dura el impulso de salida del decodificador de 1 entre *n*.

Cuando la salida del decodificador de 1 entre *n* pasa de BAJO (segmento apagado) a ALTO (segmento iluminado), la tensión del condensador se debe reducir desde aproximadamente 148 V a $V_S - V_b = 150 - 5 = 145$ V.

Como la corriente de descarga hace que la unión base-emisor de TR_1 esté polarizada en sentido inverso, la descarga se efectúa a través de R_2 y la tensión anódica del indicador se reduce por debajo de la tensión de extinción. Como consecuencia, los segmentos del cátodo que estaban iluminados se apagan.

Como se ha dicho anteriormente, es importante asegurar que los segmentos del cátodo del indicador elegi-

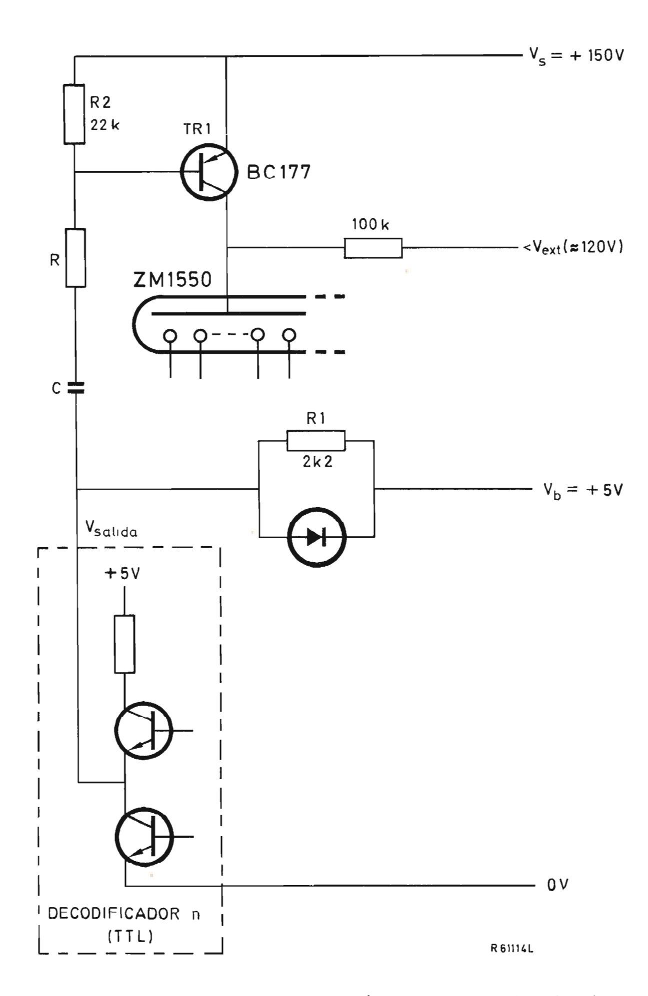


Figura 14. Circuito excitador de ánodo que emplea desplazamiento del nivel capacitivo.

dos permanezcan encendidos todo el tiempo en que la salida del decodificador de 1 entre n está en BAJO (segmento encendido). Por esto, los valores de los componentes de temporización R y C deben ser tales que, durante dicho período, la porción decreciente de la corriente de carga que fluye de la base de TR_1 no caiga por debajo de:

$$I_B = \frac{I_a \text{ máx}}{h_{fe} \text{ de } TR_1}$$

Por otra parte, como el precio de un condensador aumenta al aumentar su capacidad, los valores de los componentes se tienen que calcular de manera que se reduzca al mínimo el valor del condensador. Todos estos requisitos se pueden resolver con el siguiente método para el cálculo de los valores de los componentes.

En el ejemplo, se suponen las siguientes condiciones:

- $I_{a\ máx}$ = 1,5 mA X 8 segmentos (7 segmentos numéricos + coma);
- mínimo h_{fe} de TR_1 para $I_{a\ máx}$ = 75 V;
- duración del impulso del decodificador de 1 entre n = 1ms;
- excursión de la tensión en la salida del decodificador de 1 entre n = 5 – 0,4 = 4,6 V.

El valor mínimo de la corriente de carga al final del impulso del decodificador de 1 entre n debe ser:

$$I_{ch} \text{ mín} = \frac{I_a \text{ máx}}{\text{mín. } h_{fe} \text{ de } TR_1 \text{ a } I_a \text{ máx}} + \frac{V_{BE} \text{ de } TR_1}{R_1}$$

$$= \frac{12 \times 10^{-3}}{75} + \frac{0,7}{22 \times 10^{-3}}$$

$$= 191,8\ \mu\text{A}.$$

Si los valores de R y C se eligen de modo que su constante de tiempo sea igual a la duración del impulso del decodificador de 1 entre n, la corriente de carga no debe ser menor que $I_{ch\ mín}$ al final del período RC. Como la corriente de carga en un circuito RC ha caído al 36,79% de su valor inicial pasado un tiempo igual a la constante de tiempo, la mínima corriente de carga inicial debe ser:

$$I_{init} \text{ mín} = \frac{I_{ch} \text{ mín} \times 100}{36,79} = \frac{191,8 \times 10^{-4}}{36,79} = 521,3\ \mu\text{A}.$$

En el momento de iniciarse el impulso del decodificador n, la tensión aplicada a la red RC varía en una cantidad igual a la excursión de la tensión de salida del decodificador de 1 entre n (4,6 V). Para obtener una corriente de carga inicial de por lo menos 521,3 μA, el valor máximo para R es:

$$R_{\text{máx}} = \frac{4,6}{521,3 \times 10^{-6}} = 8,8\ \text{k}\Omega.$$

El valor preferido más próximo es de 8,2 kΩ.

Para asegurar que la corriente de carga no cae por debajo de $I_{ch\ mín}$ al final del impulso del decodificador de 1 entre n, el valor mínimo del condensador es:

$$C_{mín} = \frac{\text{durac. impulso cond.}}{R} = \frac{10^{-3}}{8,2 \times 10^3} = 121,95 \text{ nF}$$

El valor preferido más próximo es 120 nF.

Desplazador del nivel con transistor

En la figura 15 se muestra este circuito excitador de ánodo. Emplea un transistor de alta tensión ($V_{CEO} \approx$ 150 V) en lugar del circuito capacitivo anteriormente descrito.

Control de brillo del visualizador

El brillo de una visualización excitada dinámicamente se puede ajustar variando la corriente del segmento del cátodo de los indicadores. También se puede obtener un control de brillo de variación continua ajustando la duración del impulso de exploración.

Evitación del parpadeo del visualizador

Cuando se utiliza excitación dinámica, la velocidad de exploración debe ser lo suficientemente elevada para que la visualización aparezca sin parpadeo. La frecuencia de exploración mínima para conseguirlo es generalmente de 50 Hz a 60 Hz. Sin embargo, esto supone que no se muevan ni el visualizador ni el ojo y, por lo tanto, que no se tenga que tener en cuenta el movimiento relativo entre ambos en lo que al parpadeo se refiere. Por esta razón, se debe adoptar una frecuencia de exploración mínima de 100 Hz para el funcionamiento sin parpadeo.

Evitación de centelleos entre digitos adyacentes

En la descripción de los circuitos excitadores estáticos se han citado en términos generales algunas causas de centelleo. Cuando se emplea la excitación dinámica, también se pueden producir centelleos si el ánodo de un dígito actúa como un ánodo del otro dígito en el mismo indicador. Este estado se puede producir si el tiempo de borrado (tiempo para la desionización) entre los impulsos de exploración de los dos ánodos es demasiado corto. Si no se incorpora borrado en el excitador de cátodo o en el excitador de ánodo, se pueden evitar los centelleos, conectando una tensión de polarización (por lo menos $V_a - V_{ext}$) al blindaje interno del indicador. También se puede conectar un condensador entre el blindaje y la línea de retorno común. El potencial del plasma cargará al condensador, con lo que se elevará el potencial del blindaje hasta un nivel en el que no se pueden producir centelleos.

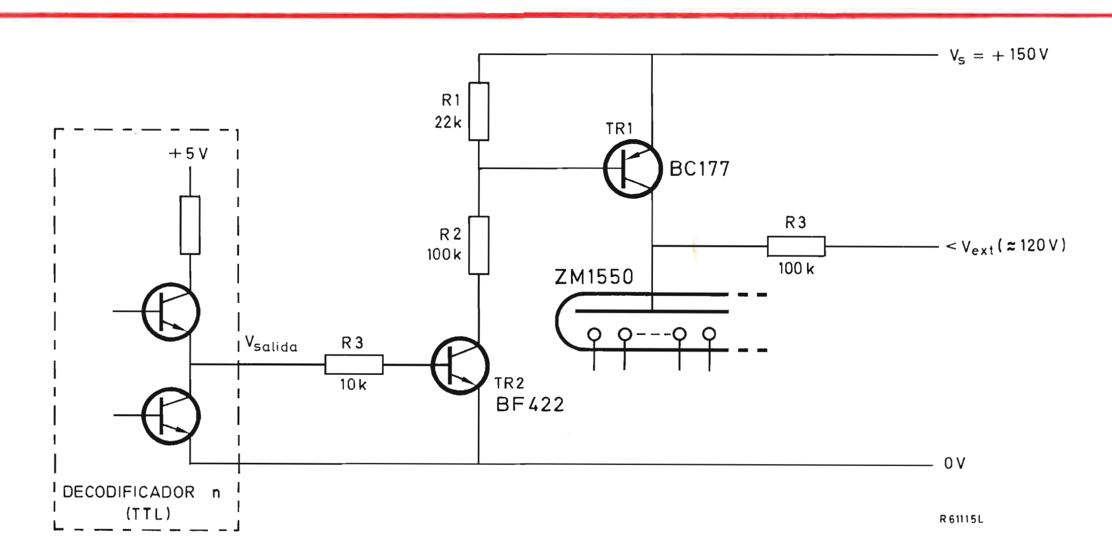


Figura 15. Circuito excitador de ánodo que emplea un transistor de alta tensión para el desplazamiento de nivel.

TERMISTORES PTC PARA PROTECCION CONTRA SOBRECARGA

Se describen en términos generales los principales parámetros de diseño de los circuitos de protección contra sobrecargas que utilizan termistores PTC y se dan los principios de funcionamiento de la conmutación sensible a la temperatura y la estabilización de corriente.

Debido a que su resistencia depende de la temperatura, los termistores PTC de coeficiente positivo de temperatura pueden utilizarse para una gran variedad de funciones tales como:

- conmutación sensible a la temperatura;
- conmutación sensible a la corriente;
- estabilización de corriente;
- temporización;
- calentamiento termostático;
- control de nivel de fluidos y líquidos;
- compensación de temperatura.

Este artículo presenta una gama de termistores PTC que son adecuados para conmutación sensible a la corriente o protección frente a sobrecargas, para niveles de conmutación de corriente desde la región de miliamperios hasta más de un amperio, con tensiones de alimentación de hasta 240 V.

Además de describir en términos generales los principales parámetros de diseño de circuitos de protección de sobrecargas que utilizan termistores PTC, se estudian también los principios de funcionamiento de la conmutación sensible a la temperatura y la estabilización de corriente con termistores PTC.

Protección de sobrecargas con termistores PTC

Se pueden proteger frente a sobrecargas una gran variedad de componentes eléctricos y electrónicos mediante el uso de termistores PTC. Los más típicos son motores, transformadores y oscurecedores de luz. Con este método se puede proporcionar también protección contra cortocircuitos en líneas de telex o de teléfono y en fuentes de alimentación de computadores. Por ejemplo, la carga de la figura 1 puede ser un motor con una corriente de 0,5 A en funcionamiento normal a partir de

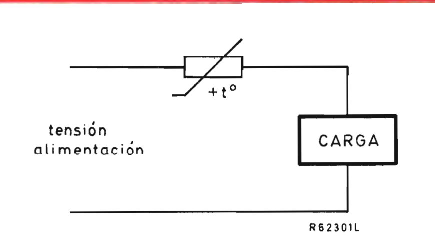


Figura 1. Principio de protección de sobrecargas con un termistor PTC.

una alimentación de 220 V, y una corriente de 3 A al atrancarse. Se puede diseñar un termistor de manera que tenga una resistencia baja en condiciones normales de funcionamiento cuando pasan 0,5 A. Si el motor se atranca, el incremento de corriente que pasa por el termistor PTC provocará el calentamiento de éste, y su resistencia aumentará según la característica *R/T* de la figura 2. La corriente que pasa a través de los devanados del motor se reducirá entonces a algunos miliamperios.

Figura 2. Característica resistencia/temperatura de un termistor PTC.

En la práctica, el componente protegido debe ser capaz de funcionar correctamente dentro de un margen normal de corrientes de funcionamiento y de temperaturas ambiente. Más adelante se discutirá con más detalle la influencia de la corriente de funcionamiento y de la temperatura ambiente en el comportamiento eléctrico del termistor PTC. Debe observarse también que existe un tiempo hasta que se calienta el termistor desde su estado de resistencia baja hasta su estado de resistencia alta. Este tiempo de conmutación disminuye al aumentar la corriente de carga, como se ve en la figura 3. Más adelante se verá también que el tiempo de conmutación depende de las propiedades físicas del termistor PTC.

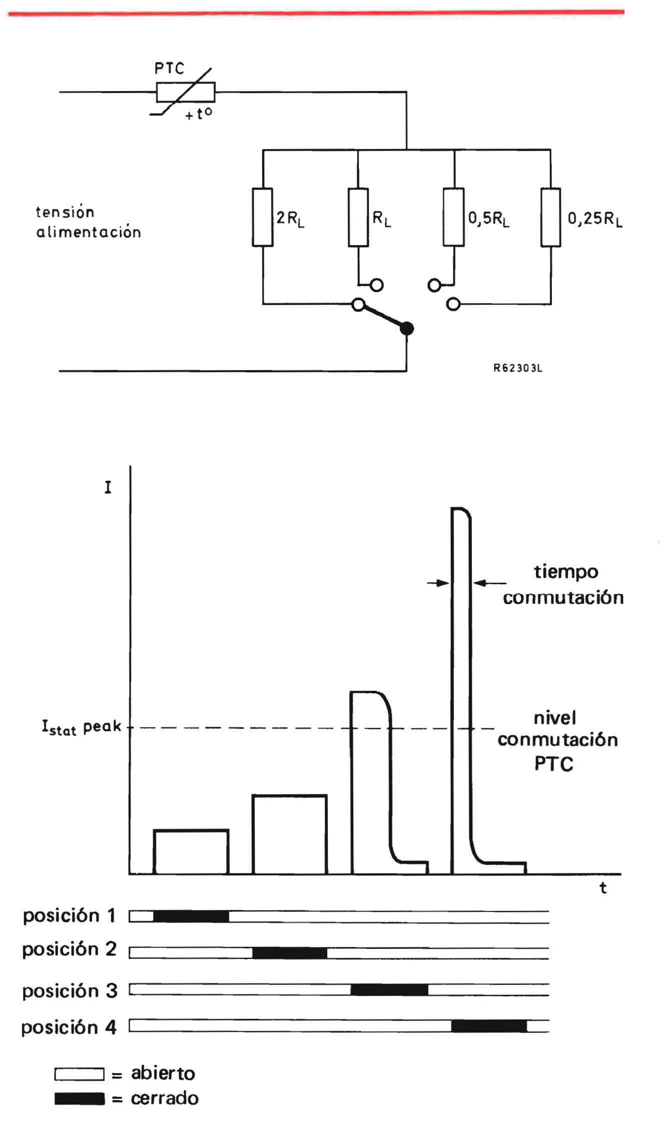


Figura 3. Tiempo de conmutación de un termistor PTC en función de la corriente.

En la tabla 1 se da una selección de termistores PTC que son adecuados para utilizarlos en circuitos de protección de sobrecargas con sus características fundamentales. En la tabla 2 se dan las dimensiones asociadas con la figura 4.

Definiciones de los términos utilizados en la tabla 1

$I_{stat\ peak}$ máximo pico de corriente estacionaria: el valor dado es nominal y está calculado para 25°C;

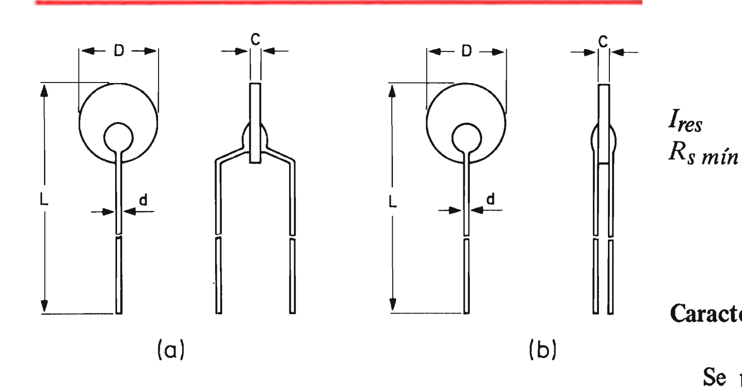


Figura 4. Dimensiones de los termistores PTC para protección de sobrecargas; en la tabla 2 se dan más detalles.

$V_{máx}$ máxima tensión de c.c. o c.a. que se puede aplicar al termistor PTC en cualquier condición;

R_{25} resistencia del termistor en frío (véase figura 2);

T_s temperatura de conmutación (véase figura 2);

D factor de disipación: cantidad de calor disipado por grado centígrado de diferencia entre la temperatura del cuerpo del termistor y la atmósfera circundante (medida al aire libre);

τ constante de tiempo térmica: si el termistor está sometido a un cambio de la temperatura ambiente en función escalón en condiciones de potencia cero, $\tau = 0,632\ (T_2 - T_1)$, donde T_1 es su temperatura inicial de cuerpo y T_2 su temperatura final;

I_{res} corriente residual para $V_{máx}$;

$R_{s\ mín}$ mínima resistencia que se debe conectar en serie con el termistor para evitar excesivas corrientes impulsivas.

Característica tensión/corriente de los termistores PTC

Se puede explicar mejor la función de un termistor PTC haciendo un análisis de sus características estacionarias tensión/corriente. Aunque las hojas de características presentan normalmente esta característica en una

Tabla 2. Dimensiones de los termistores PTC para protección de sobrecargas.

línea	Fig. 4(*a*) *D*	*L*	*d*	*C*	línea	Fig. 4(*b*) *D*	*L*	*d*	*C*
1	20	60 ± 10	0,8	2,4	1	20	60 ± 10	0,5	2,4
2	16	58 ± 8	0,8	2,4	2	16	58 ± 8	0,5	2,4
3	12	56 ± 6	0,8	2,4	3	12	56 ± 6	0,5	2,4
4	10	55 ± 5	0,8	2,4	4	10	55 ± 5	0,5	2,4
5	8	54 ± 4	0,8	2,4	5	8	54 ± 4	0,5	2,4
6	4,5	52,5 ± 2	0,8	2,4	6	4,6	52,5 ± 2	0,5	2,4
7	3	51,5 ± 1	0,8	2,4	7	3	51,5 ± 1	0,5	2,4
8	20	60 ± 10	0,8	0,9	8	20	60 ± 10	0,5	0,9
9	16	58 ± 8	0,8	0,9	9	16	58 ± 8	0,5	0,9
10	12	56 ± 6	0,8	0,9	10	12	56 ± 6	0,5	0,9
11	10	55 ± 5	0,8	0,9	11	10	55 ± 5	0,5	0,9
12	8	54 ± 4	0,8	0,9	12	8	54 ± 4	0,5	0,9
13	4,5	52,5 ± 2	0,8	0,9	13	4,6	52,5 ± 2	0,5	0,9
14	3	51,5 ± 1	0,8	0,9	14	3	51,5 ± 1	0,5	0,9
15	–	–	–	–	15	4,6	52,5 ± 2	0,6	2,4
16	–	–	–	–	16	4,6	52,5 ± 2	0,5	2,0

Tabla 1(a). *Termistores PTC de baja tensión para protección de sobrecargas.*

tipo	I_{stat} peak (A)	$V_{máx}$ (V)	R_{25} (Ω)	T_s (°C)	D (mW/°C)	τ (s)	I_{res} (mA)	R_s mín (Ω)	dimensiones Tabla 2 línea	Fig. 4
2322 664 91002	0,95	60	1,65	115	20	39	75	1,4	8	(*a*)
2322 664 91003	0,83	60	1,65	115	15	47	60	1,4	8	(*b*)
2322 663 91002	0,70	60	2,3	115	15	33	55	0,7	9	(*a*)
2322 663 91003	0,59	60	2,3	115	10	42	45	0,7	9	(*b*)
2322 662 91006	0,49	60	3,7	115	12	26	45	0	10	(*a*)
2322 662 91007	0,39	60	3,7	115	7,5	35	30	0	10	(*b*)
2322 662 91004	0,38	60	5,6	115	11	22	40	0	11	(*a*)
2322 662 91005	0,29	60	5,6	115	0,5	30	25	0	11	(*b*)
2322 661 91019	0,28	60	9,4	115	10	18	35	0	12	(*a*)
2322 661 91021	0,20	60	9,4	115	5	24	20	0	12	(*b*)
2322 660 91016	0,15	60	25	115	9	11	30	0	13	(*a*)
2322 660 91017	0,11	60	25	115	4	14	15	0	13	(*b*)
2322 672 91015	0,11	60	55	115	8,5	10	30	0	14	(*a*)
2322 672 91016	0,07	60	55	115	3,5	10	15	0	14	(*b*)

Tabla 1(b). *Termistores PTC de 220 V/240 V para protección de sobrecargas.*

tipo	I_{stat} peak (A)	$V_{máx}$ (V)	R_{25} (Ω)	T_s (°C)	D (mW/°C)	τ (s)	I_{res} (mA)	R_s mín (Ω)	dimensiones Tabla 2 línea	Fig. 4
2322 664 93014	0,61	245	3,7	115	20	104	25	8	1	(*a*)
2322 664 93015	0,56	245	3,7	115	15,5	130	20	8	1	(*b*)
2322 663 93006	0,44	265	6	115	16	88	20	6	2	(*a*)
2322 663 93007	0,37	245	6	115	11	116	15	6	2	(*b*)
2322 662 93017	0,30	265	10	115	12,5	69	20	3	3	(*a*)
2322 662 93018	0,24	265	10	115	8	97	10	3	3	(*b*)
2322 662 93015	0,240	265	15	115	11	57	15	0	4	(*a*)
2322 662 93016	0,180	265	15	115	6,5	83	10	0	4	(*b*)
2322 661 93001	0,170	265	25	115	10	47	15	0	5	(*a*)
2322 661 93002	0,130	265	25	115	5,5	68	8	0	5	(*b*)
2322 660 93005	0,100	265	70	115	9	30	15	0	6	(*a*)
2322 660 93006	0,065	265	70	115	4	38	6	0	6	(*b*)
2322 660 93004	0,070	265	125	115	8	13	7	0	15	(*b*)
2322 672 93002	0,065	265	150	115	8,5	27	12	0	7	(*a*)
2322 672 93003	0,04	265	150	115	4	27	5	0	7	(*b*)
2322 660 93003	0,030	265	600	115	7	17,5	4	0	6	(*b*)
2322 660 93001	0,020	265	1125	115	7	17,5	5	0	16	(*b*)
2322 660 91004	0,070	265	1500	115	7	17,5	4	0	16	(*b*)

Todos los datos corresponden a 25°C si no se especifica lo contrario. $V_{máx}$ está dada para $T_{amb} = 55$°C.
$I_{stat\ peak}$, τ e I_{res} están calculados para las condiciones de trabajo del equipo de medida que se dan en IEC, TC40/355 para termistores PTC.

escala doble logarítmica (figura 5), una representación lineal es de mejor comprensión (figura 6).

Si se conecta una tensión (V_1) a los terminales de un termistor PTC con una temperatura de cuerpo de 25°C, la corriente inicial (I_0) será:

$$I_O = \frac{V_1}{R_{25}} .$$

No obstante, la temperatura del termistor aumenta (resistencia aumenta; corriente disminuye) hasta lograr el equilibrio térmico. La corriente que pasa entonces es llamada corriente estacionaria, I_{stat}. Existe equilibrio térmico cuando la potencia disipada en el componente (I^2R) es igual a la potencia transferida al ambiente. Por tanto, las condiciones para el equilibrio térmico se expresan matemáticamente como:

$$I^2R = D(T - T_{amb}) \qquad (1)$$

donde D es el factor de disipación del termistor PTC.

El factor de disipación (expresado en mW/°C) depende de las propiedades físicas del termistor PTC y del ambiente. Este factor es una medida de la velocidad con que se transfiere calor desde el termistor al ambiente. Por ejemplo, la velocidad con que se transfiere el calor desde un disco PTC de 10 mm de diámetro, con terminales de cobre de 0,8 mm de diámetro, al ambiente, es de 14 mW/°C de diferencia entre la temperatura del termistor PTC y la temperatura ambiente. Si T fuera 175°C y T_{amb} fuera 25°C, la potencia disipada por este termistor sería:

0,014 x 150 = 2,1 W.

La figura 6 muestra en forma gráfica el estado de equilibrio térmico.

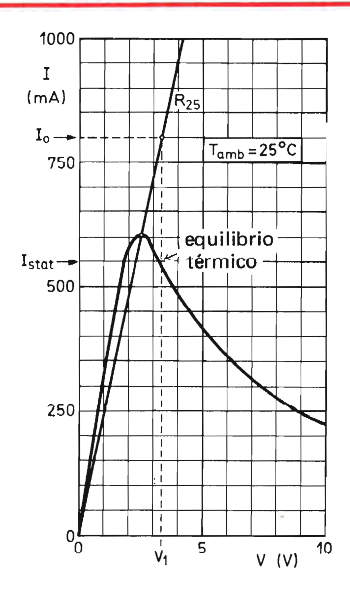


Figura 6. Característica tensión/corriente de un termistor PTC en una escala lineal. La parte izquierda de la curva no es una línea recta porque $R_{mín}$ es menor que R_{25} (véase figura 2).

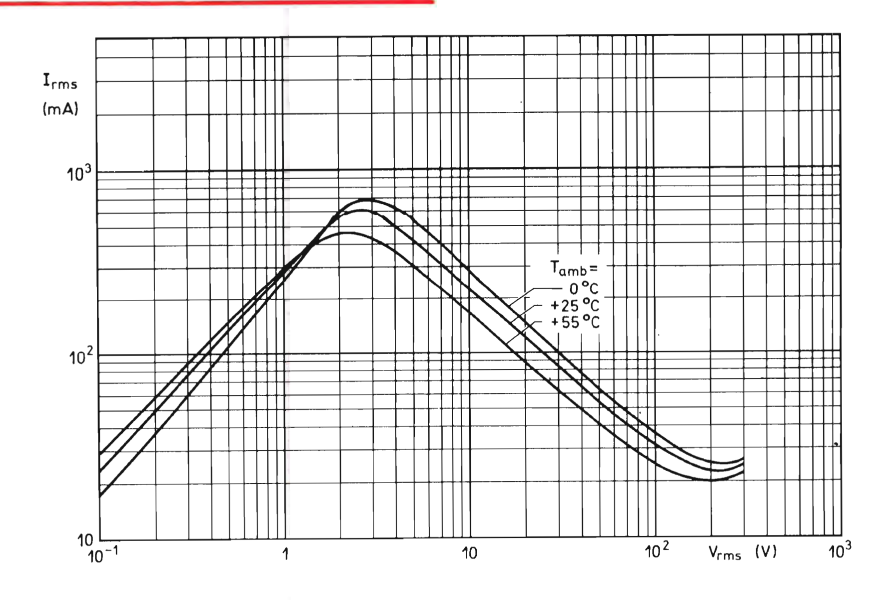


Figura 5. Característica tensión/corriente de un termistor PTC en una escala doble logarítmica.

Influencia de la temperatura ambiente en la característica V/I

En la ecuación (1) se ve que la característica de un termistor PTC varía con la temperatura ambiente. En la figura 7 se muestra una familia típica de curvas V/I con T_{amb} como parámetro. En la figura 7 se ve que el pico de corriente estacionaria disminuye al aumentar la temperatura ambiente.

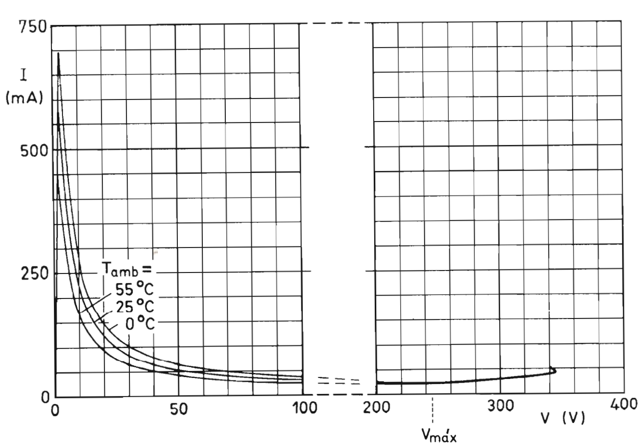


Figura 7. Una familia típica de características V/I con T_{amb} como parámetro.

La ecuación (1) se puede volver a escribir como:

$$I = \sqrt{\left\{\frac{D}{R}(T - T_{amb})\right\}}.$$

Si se considera que el punto más alto de la característica V/I se presenta exactamente por debajo de la temperatura de conmutación (T_s), y que la corriente estacionaria de pico se presenta a unos 15°C por encima de T_s, una aproximación grosera del pico de corriente estacionaria se puede expresar como:

$$I_{stat\ peak} = \sqrt{\left\{\frac{D}{R_{25}}(T_s - 15 - T_{amb})\right\}}.$$

A partir de esta fórmula, es evidente que el pico de corriente estacionaria aumente al aumentar el factor de disipación.

Si se enfría fuertemente un termistor PTC (por ejemplo montándolo en la corriente de aire de un ventilador), la velocidad con que se transfiere calor desde el termistor al ambiente, y por tanto el factor de disipación, puede ser muchas veces el especificado para el aire libre. Esto significa que, si se enfría fuertemente un termistor PTC con un pico de corriente estacionaria especificada de, por ejemplo, 650 mA en aire libre, tendría un pico de corriente estacionaria real de más de 1 A.

Limitación de la tensión aplicada

Como se ve en la figura 6, la característica V/I de un termistor PTC presenta una vuelta hacia atrás para tensión alta. Si la tensión aplicada es superior a este punto, se presentará embalamiento térmico y el termistor se calentará hasta destruirse. Aunque en la especificación se permite un ancho margen de seguridad, no se debe exceder la máxima tensión especificada para cualquier termistor PTC.

El termistor PTC como conmutador sensible a la temperatura

Si se conecta un termistor PTC en serie con una carga, la resistencia de la carga puede representarse como una "línea de carga" que corta a la característica V/I tal como se muestra en la figura 8. Para T_{amb} = 25°C la línea de carga corta tres veces a la característica; los puntos A y C son estables y el tercer punto es inestable. Si se conecta el circuito a 25°C, éste se estabilizará en el punto de operación A en la parte de baja resistencia de la característica V/I. Si aumenta entonces la temperatura ambiente a 70°C, la línea de carga sólo cortará una vez a la curva correspondiente a T_{amb} = 70°C, y el circuito conmutará en el punto de operación C' en la

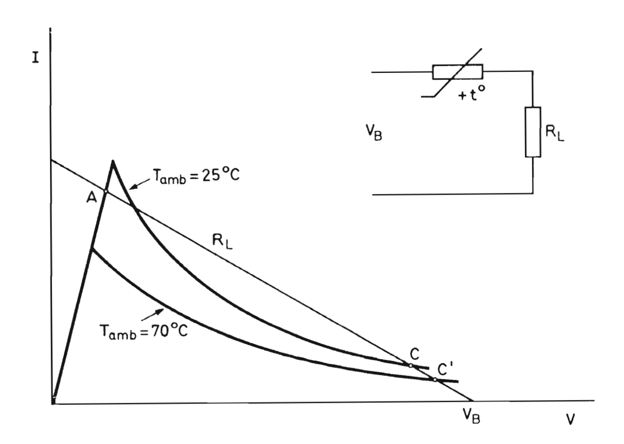


Figura 8. Termistor PTC como conmutador sensible a la temperatura.

parte de elevada resistencia de la característica V/I. Así, el termistor se comporta como un conmutador sensible a la temperatura.

El termistor PTC como conmutador sensible a la corriente

En la figura 9 están dibujadas las líneas de carga para una carga normal (R_{L1}), con sobrecarga (R_{L2}) y en cortocircuito ($R_L = 0$). Si se conecta el circuito con una carga normal, éste se estabilizará en el punto de operación A. Si la resistencia de carga disminuye a R_{L2}, el punto de operación se desplazará a A' y así, después de calentarse el termistor, conmutará en el punto C'. En el caso que la carga esté cortocircuitada, el punto de operación se desplazará a C''. Si la carga vuelve a ser normal (R_{L1}), el punto de operación no volvería a A sino a C.

Esta forma de protección frente a sobrecargas, en la que el circuito permanece desconectado después de una condición temporal de fallo, se puede comparar con un circuito de ruptura y tiene muchas aplicaciones.

Si se requiere una forma de funcionamiento en la que el circuito se conecte de nuevo después de que haya cesado la condición de fallo, la carga, la temperatura ambiente y la característica V/I deben ser tales que la línea de carga R_{L1} corte a la curva sólo una vez, como se muestra en la figura 10. Esta forma de funcionamiento con autoajuste puede obtenerse también utilizando la característica V/I de un termistor PTC y de un resistor lineal conectado en paralelo, como se muestra en la figura 11.

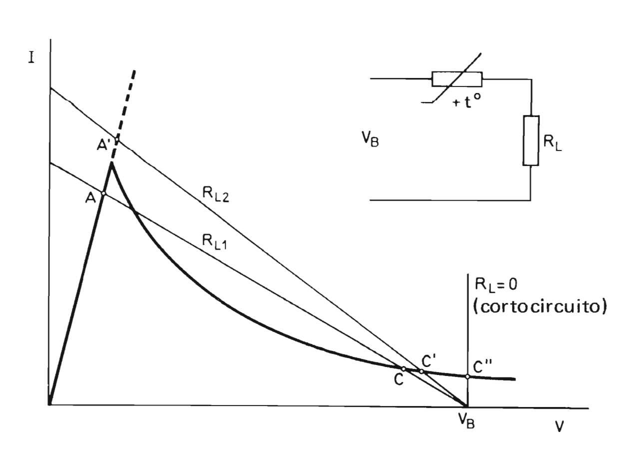


Figura 9. Termistor PTC como conmutador sensible a la corriente sin reajuste.

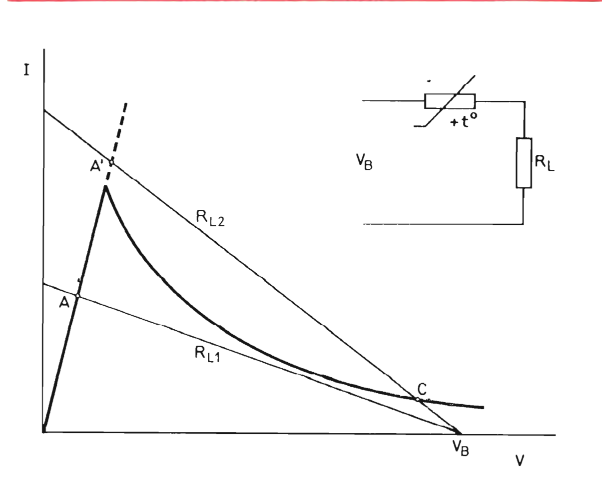


Figura 10. Termistor PTC como conmutador sensible a la corriente con reajuste.

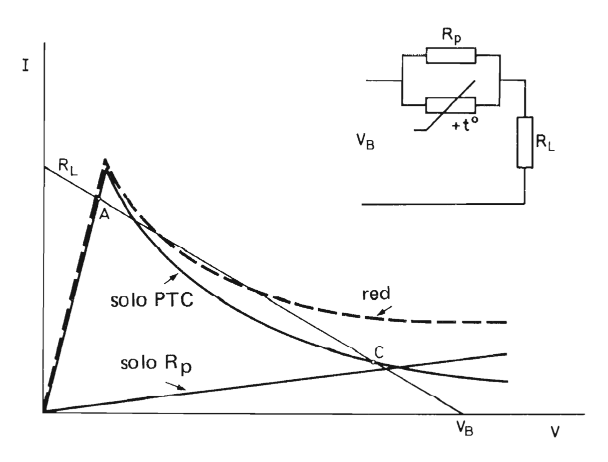


Figura 11. Subida de la característica V/I de un termistor PTC al añadir un resistor lineal conectado en paralelo.

Termistor PTC como estabilizador de corriente

Si se reduce el valor del resistor conectado en paralelo de la figura 11, la característica V/I de la red aumentará otra vez y el mismo circuito se puede utilizar como estabilizador de corriente, como se muestra en la figura 12. Esta red se puede utilizar también para proteger un altavoz contra averías debidas a sobrecargas.

Condiciones que intervienen en la elección de un termistor PTC para una determinada aplicación

Aparte del efecto de las condiciones del ambiente en el factor de disipación, mencionado anteriormente,

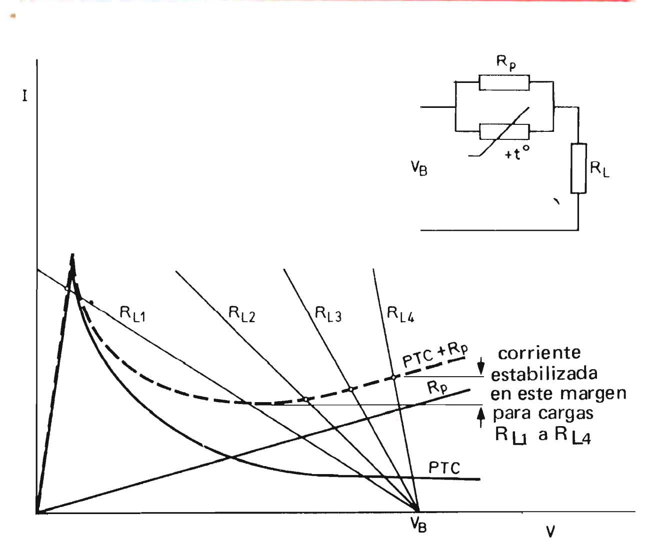


Figura 12. Termistor PTC utilizado como estabilizador de corriente.

y la limitación de la tensión aplicada, se deben considerar las siguientes condiciones al seleccionar un termistor PTC para un circuito práctico de protección de sobrecargas:

– margen de la temperatura ambiente;
– margen de la corriente, en funcionamiento normal;
– tolerancia de los parámetros publicados por el termistor PTC;
– tiempos de conmutación del termistor PTC;
– limitación del número de ciclos de conmutación.

Margen de la temperatura ambiente y de la corriente de funcionamiento

En las discusiones anteriores referentes a la conmutación sensible a la corriente (protección de sobrecargas), se suponía que el circuito funcionaba en un nivel constante de la temperatura ambiente y de la corriente de funcionamiento normal. En la práctica, se tendrá una corriente mínima de sobrecarga definida que es superior a la corriente máxima de funcionamiento normal.

La figura 13 muestra que las líneas de carga que representan la máxima corriente de funcionamiento normal y la mínima corriente de sobrecarga deben dibujarse en la característica V/I del termistor PTC elegido, de modo que se puede asegurar que:

– el punto de operación permanece dentro de la región de baja resistencia de la característica (punto A) para corrientes hasta $I_{op\ máx}$, para todas las temperaturas ambiente hasta $T_{amb\ máx}$;
el punto de operación pasa a la región de elevada resistencia de la característica (punto B) para corrientes superiores a $I_{sobrecarga\ mín}$, incluso si la temperatura ambiente es inferior a $T_{amb\ mín}$.

Para niveles de corriente entre $I_{op\ máx}$ e $I_{overload\ mín}$, el circuito puede conmutar o no dependiendo de la temperatura ambiente.

Tolerancia de los parámetros publicados para el termistor PTC

Hay que tener en cuenta que la característica V/I dada en los datos publicados está basada en valores típicos. También se da un margen de valores de la resistencia a 25°C. Los cálculos para el peor caso permiten asegurar que el circuito funciona normalmente dentro del margen de resistencias para temperatura ambiente.

Tiempos de conmutación del termistor PTC

Al ocurrir una sobrecarga de corriente, pasará un cierto tiempo antes de que el termistor se haya calentado hasta su estado de elevada resistencia. Este tiempo de conmutación (t_s) es el tiempo que tarda en aumentar la temperatura del termistor desde T_{amb} hasta T_s. Este tiempo depende de:

– la potencia aplicada al termistor, I^2R;

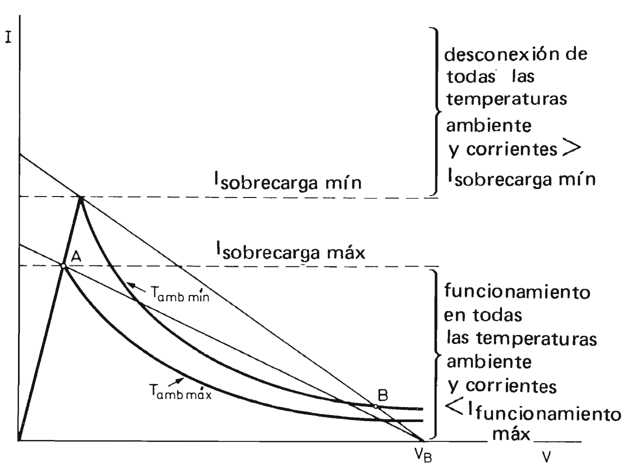


Figura 13. Efecto de la temperatura ambiente y variación de la corriente de funcionamiento de un termistor PTC utilizado para protección de sobrecargas.

– la potencia requerida para calentar el cuerpo del termistor, $H(dT/dt)$;
– la pérdida de potencia por disipación $D(T - T_{amb})$.

La capacidad de calor (H) es la cantidad de energía requerida para aumentar la temperatura del termistor un grado centígrado. Los termistores prácticos tienen una capacidad de calor entre una fracción de julio y varios julios (1 julio = 1 vatio-segundo).

El tiempo de conmutación para un termistor ideal con función escalón está dado por:

$$t_s = -\frac{H}{D}\ln(1 - k^2) \qquad (2)$$

donde $k = I_{sat\ peak}$ dividido por la corriente de sobrecarga, y $H/D = \tau$ = constante de tiempo térmica.

La ecuación (2) muestra que el tiempo de conmutación aumenta para termistores mayores (mayor valor de H) y disminuye al aumentar la corriente inicial de sobrecarga. La línea envolvente dibujada a trazos en la figura 14 representa la solución de la ecuación (2) en forma gráfica. El aumento del tiempo de conmutación es más pequeño para temperaturas por encima de la temperatura de conmutación (T_s), como se muestra en la escala inferior de la figura 15.

Si la corriente de sobrecarga es mayor que $\sqrt{2}$ veces el pico de corriente estacionaria (potencia inicial de sobrecarga mayor que el doble de la potencia estacionaria de pico), k^2 será menor que 0,5 y una buena aproximación de la ecuación (2) será:

$$t_s \approx \tau \times k^2 \left(1 + \frac{k^2}{2}\right). \qquad (3)$$

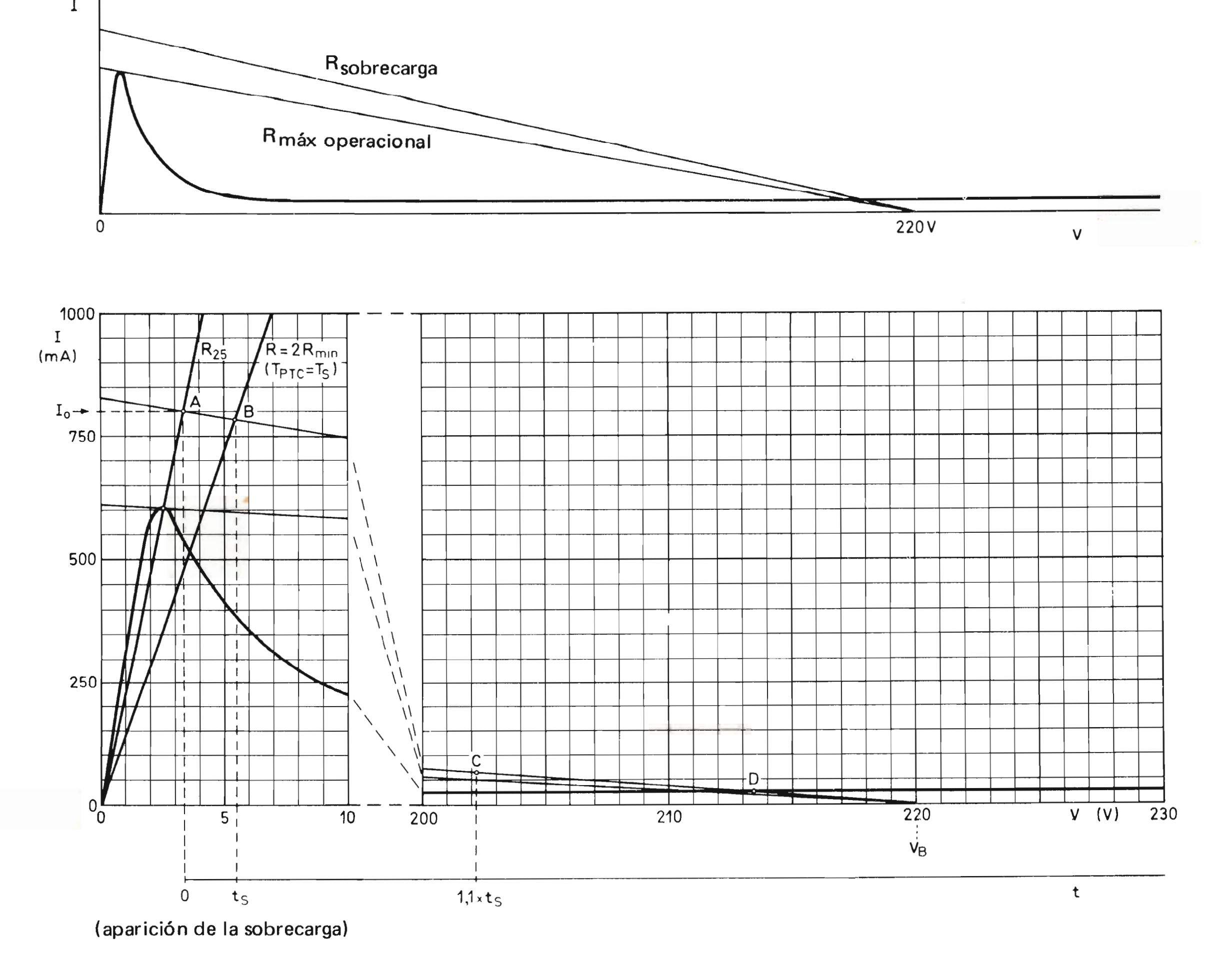


Figura 15. Interpretación de los tiempos de conmutación del termistor PTC.

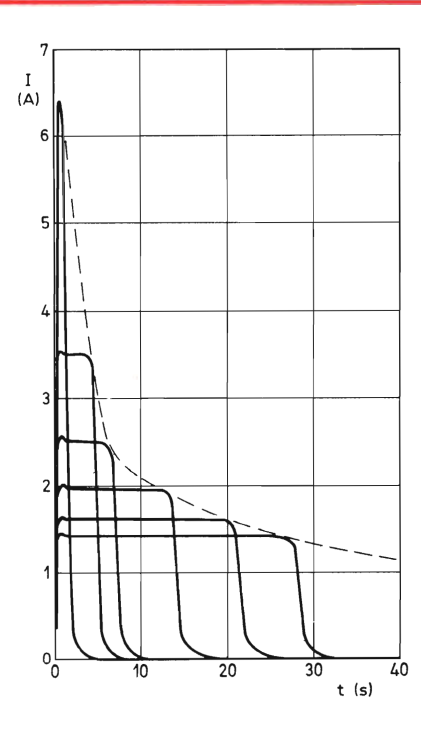


Figura 14. Tiempos de conmutación del termistor PTC en función de la corriente.

Si la corriente inicial de sobrecarga es $\sqrt{2}$ veces el pico de corriente estacionaria, el tiempo de conmutación, a partir de la ecuación (2), es:

$$t_S \approx 0{,}5\ \tau . (1 + 0{,}25) = 0{,}625\ \tau .$$

Si la carga está cortocircuitada, la corriente inicial de sobrecarga es muy elevada; k^2 se hace muy pequeña y el tiempo de conmutación se aproxima a $\tau \times k^2$.

Limitación del número de ciclos de conmutación

Al conmutar un termistor desde su región de baja resistencia a su región de elevada resistencia, se aplica un brusco cambio térmico a la cerámica y a los contactos. Este cambio brusco de temperatura cristaliza de nuevo la soldadura que fija los contactos al cuerpo del termistor, debilitando así las uniones soldadas. El número de ciclos de conmutación que puede soportar depende de la temperatura y del tiempo de conmutación implicados. Es típico un valor de 5000 ciclos y más que suficiente cuando el termistor se utiliza como un conmutador de seguridad. Están disponibles termistores PTC con blindaje a presión para aplicaciones que requieren más de 500.000 ciclos de conmutación.

COMPONENTES BOBINADOS PARA RECEPTORES DE TELEVISION EN COLOR

REFERENCIA	DENOMINACION	CIRCUITO
AT1062/01	unidad de desviación	tubo de imagen
AT1068/04	unidad de azul lateral	tubo de imagen
AT2063/00	transformador de salida de línea	salida de líneas
AT4040/31	bobina del generador de corriente	corrección N-S
AT4040/38	bobina de segundo armónico	corrección N-S
AT4040/44	bobina de amplitud de parábola	convergencia
AT4040/58	bobina de equilibrio de parábola	convergencia
AT4040/61	bobina de conexión de segundo armónico	convergencia
AT4040/85	bobina de equilibrio	salida de líneas
AT4040/87	bobina de fase	corrección N-S
AT4040/92	bobina de inclinación azul lateral	convergencia
AT4040/93	bobina de parábola azul lateral	convergencia
AT4041/40	transductor	corrección N-S
AT4043/86	bobina puente	salida de líneas
AT4043/87	transformador excitador	salida de líneas
AT4043/88	transformador de centrado	salida de líneas
AT4046/08	unidad de convergencia	convergencia



APLICACIONES de la SERIE 30

La serie FZ/30 consta de una gama ideal de componentes lógicos que comprende las funciones y biestables usuales, junto con los elementos de acoplamiento esenciales para una fácil adaptación de equipos periféricos realizados con esta serie, a equipos realizados con las series FJ(TTL) y FC(DTL) y se completa con elementos híbridos indispensables en todo sistema, tales como temporizadores, amplificadores de potencia y fuente de alimentación.

ELEVADA INMUNIDAD ESTATICA A RUIDO

Inmunidad estática a ruido de 5 V, para alimentación de 12 V, y de 8 V, para alimentación de 15 V. Estos valores son sumamente significativos si se comparan con los de otras series, y destacan la necesidad de utilizar la serie 30 en equipos en los que se esperan niveles importantes de ruidos.

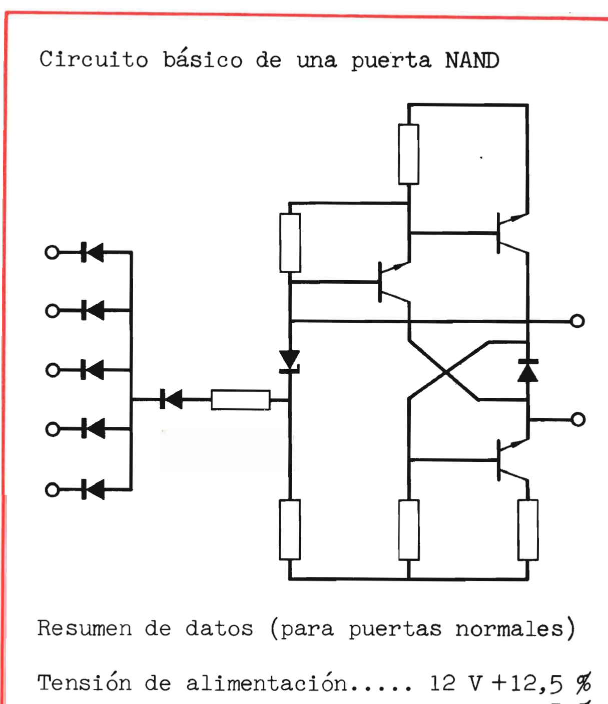
ELEVADA INMUNIDAD DINAMICA A RUIDO

Elevada inmunidad dinámica a ruido gracias a largos retardos de propagación y lentos tiempos de subida y caída. Es ajustable (conectando un condensador a la base del transistor excitador) a las condiciones de rapidez de respuesta y frecuencia máxima de funcionamiento del equipo.

BAJA IMPEDANCIA DE SALIDA

Baja impedancia de salida en los dos estados lógicos que suprime fácilmente cualquier ruido acoplado a través de las líneas de interconexión.

Circuito básico de una puerta NAND



Resumen de datos (para puertas normales)

Tensión de alimentación.....	12 V +12,5 % -5 % 15 V +13 % -10 %
Temperatura ambiente de trabajo......................	0 ºC a 70 ºC
Retardo de propagación media (puerta básica sin condensador)....................	150 ns
Cargabilidad c.c. (puerta básica) estado BAJO.........	10
estado ALTO.........	100
Margen de ruido c.c.	
alimentación 12 V.........	5 V
alimentación 15 V	
estado BAJO.............	5 V
estado ALTO.............	8 V

Una amplia y práctica exposición sobre la SERIE 30, familia de elementos especialmente indicados para su aplicación en equipos de control, de maniobras y en periféricos en general.

MODULOS INDICADORES NUMERICOS PARA VISUALIZACION DE GRAN TAMAÑO



Los módulos indicadores numéricos de la serie NDU14 han sido desarrollados para visualización de información numérica en los casos donde se requiere cierto tamaño, como ocurre en estaciones de ferrocarril y autobuses, en aeropuertos, en plantas industriales y campos de deporte, etc. Por su tamaño (14 cm de alto por 10 cm de ancho), los números son claramente legibles desde distancias de unos 70 m con un ángulo de visión de 120°.

La serie consta de tres tipos cuya diferencia estriba únicamente en la forma de excitación:

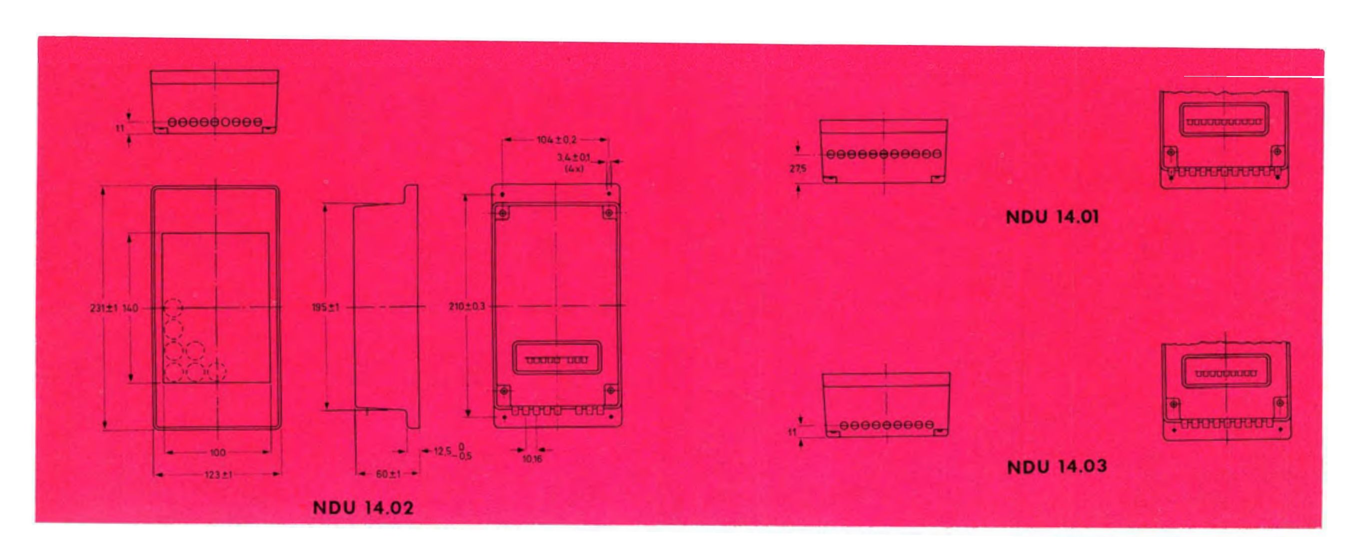
NDU14-01 para selección numérica directa por medio de sencillos conmutadores de 10 posiciones.
NDU14-02 con contador decimal y circuito de puesta a cero incorporados, especialmente indicado para recuento de objetos, votos, etc.
NDU14-03 con contador en código BCD, especialmente indicado para equipos digitales (relojes, balanzas, etc.)

Cada módulo consta de una caja de poliestireno negro, una placa de lámparas, un bloque reflector y una cubierta acrílica transparente de color rojo. La placa de lámparas es una placa de circuito impreso con una matriz de diodos semiconductores y soportes para las lámparas. El bloque reflector se coloca sobre las lámparas y se mantiene por medio de muelles.

Los tipos NDU14-02 y NDU14-03 tienen una segunda placa de circuito impreso. En el primero esta placa contiene el contador decimal y en el segundo el contador por código BCD.

La cubierta roja transparente forma la parte frontal del módulo y puede separarse fácilmente, junto con la placa reflectora, para el posible reemplazo de lámparas.

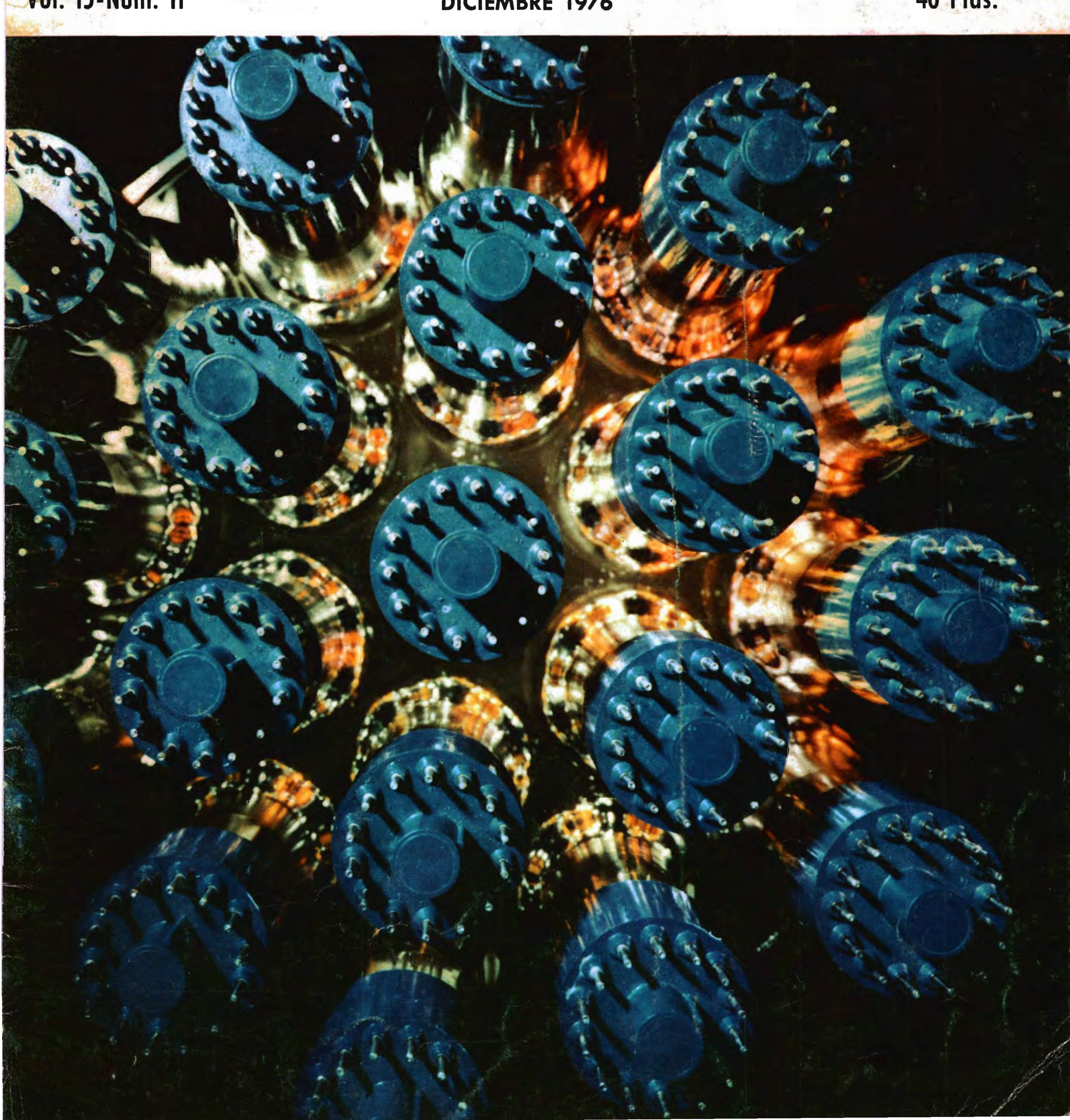
Las lámparas empleadas son para 6,3 V y 50 mA. Las figuras muestran la forma y tamaño del módulo NDU-14-02 y las diferencias de los módulos NDU14-01 y NDU14-03 con respecto al primero.




COPRESA
comercializa
en España
el microprocesador 2650
de
signetics

REVISTA "Miniwatt"

Vol. 15-Núm. 11 DICIEMBRE 1976 40 Ptas.



MODULOS INDICADORES NUMERICOS PARA VISUALIZACION DE GRAN TAMAÑO



Los módulos indicadores numéricos de la serie NDU14 han sido desarrollados para visualización de información numérica en los casos donde se requiere cierto tamaño, como ocurre en estaciones de ferrocarril y autobuses, en aeropuertos, en plantas industriales y campos de deporte, etc. Por su tamaño (14 cm de alto por 10 cm de ancho), los números son claramente legibles desde distancias de unos 70 m con un ángulo de visión de 120°.

La serie consta de tres tipos cuya diferencia estriba únicamente en la forma de excitación:

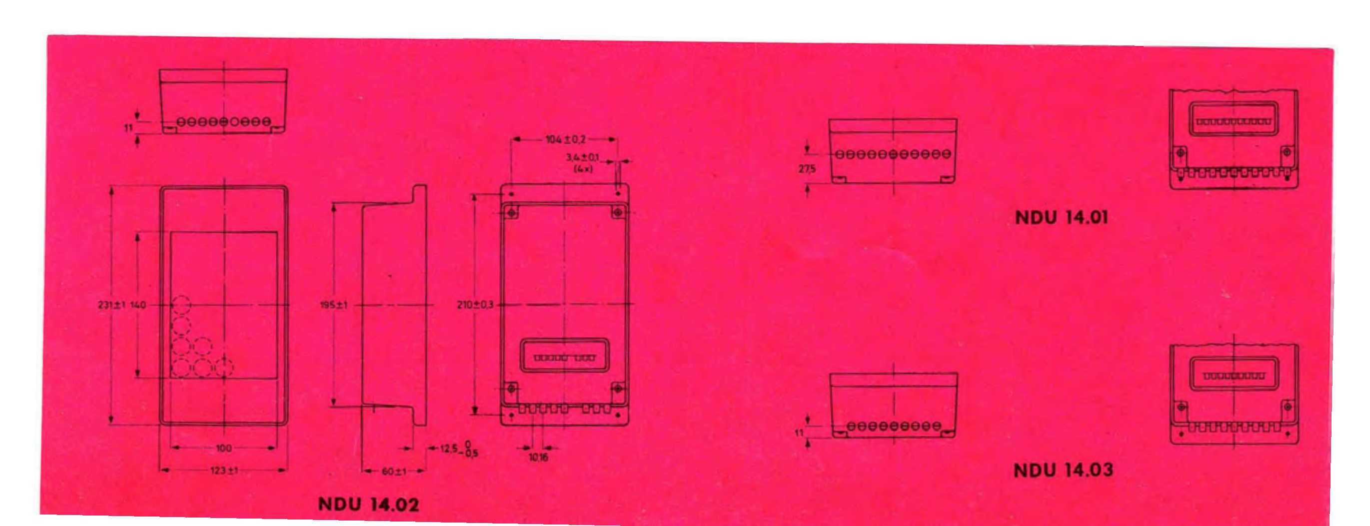
- **NDU14-01** para selección numérica directa por medio de sencillos conmutadores de 10 posiciones.
- **NDU14-02** con contador decimal y circuito de puesta a cero incorporados, especialmente indicado para recuento de objetos, votos, etc.
- **NDU14-03** con contador en código BCD, especialmente indicado para equipos digitales (relojes, balanzas, etc.)

Cada módulo consta de una caja de poliestireno negro, una placa de lámparas, un bloque reflector y una cubierta acrílica transparente de color rojo. La placa de lámparas es una placa de circuito impreso con una matriz de diodos semiconductores y soportes para las lámparas. El bloque reflector se coloca sobre las lámparas y se mantiene por medio de muelles.

Los tipos NDU14-02 y NDU14-03 tienen una segunda placa de circuito impreso. En el primero esta placa contiene el contador decimal y en el segundo el contador por código BCD.

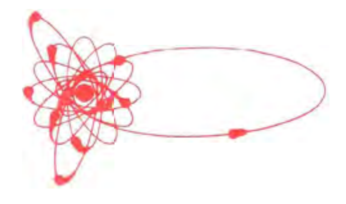
La cubierta roja transparente forma la parte frontal del módulo y puede separarse fácilmente, junto con la placa reflectora, para el posible reemplazo de lámparas.

Las lámparas empleadas son para 6,3 V y 50 mA. Las figuras muestran la forma y tamaño del módulo NDU-14-02 y las diferencias de los módulos NDU14-01 y NDU14-03 con respecto al primero.



REVISTA "Miniwatt"

Publicación de aplicaciones electrónicas



Director:
LUIS ROIZ NORIEGA

Editor:
JUAN GARRIGA PUJOL

Redacción:
M.ª DOLORES FORNS-SAMSO

Delineación y compaginación:
M.ª CARMEN LAJUSTICIA

Suscripciones:
ROSA MARIA TORRES

Publicada por:

COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCION ANUAL
(11 números) 350 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 40 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:
Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

Depósito Legal: B.18.387-61
GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona



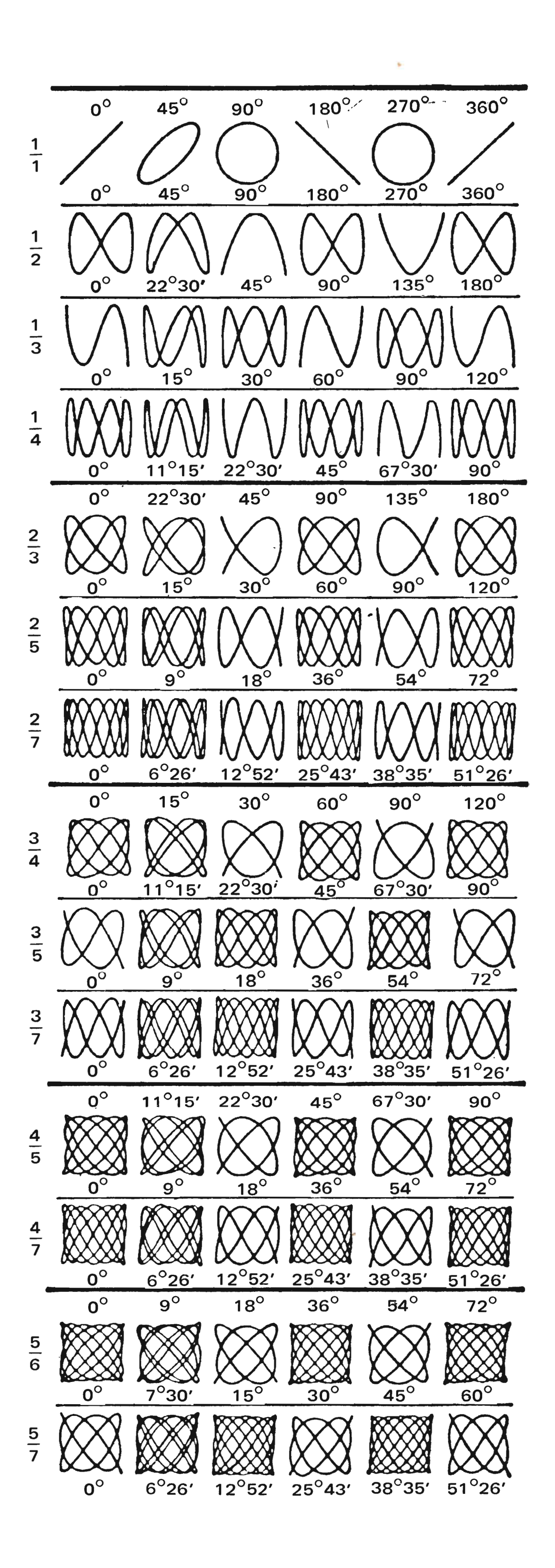


Conjunto de tubos fotomultiplicadores XP2030 utilizados en cámaras de radiaciones gamma.

ÍNDICE

VOLUMEN 15 - Número 11 **DICIEMBRE 1976**

FIGURAS DE LISSAJOUS



DISEÑO DE CIRCUITOS CONMUTADORES ESTATICOS UTILIZANDO EL CIRCUITO INTEGRADO TDA1024

El circuito integrado TDA1024, junto con algunos componentes externos adecuados, se puede utilizar para construir conmutadores estáticos. En este artículo se da el diseño de algunos de estos circuitos conmutadores, especialmente en aplicaciones termostáticas como son el control en instalaciones de calefacción central, calentadores de agua, etc. Se dan también los sencillos circuitos de acoplamiento que se pueden realizar entre el TDA1024 y la salida de elementos lógicos, con los que se puede ampliar el margen de aplicaciones.

Un conmutador estático de corriente alterna es un circuito totalmente electrónico que utiliza un rectificador controlado (triac o tiristor) como elemento de conmutación. Es considerablemente más seguro que un conmutador mecánico o contactor por no tener partes móviles y no estar sujeto por lo tanto al desgaste o a la erosión de los contactos debida a las chispas. Además, puede ser accionado silenciosamente y con seguridad por un circuito aislado de la red y de muy baja potencia como un simple contacto mecánico, un puente de termistores o la salida de un elemento lógico.

Se pueden diseñar conmutadores estáticos tanto para funcionamiento síncrono como asíncrono. Los conmutadores asíncronos son los menos caros pero, ya que pueden funcionar en cualquier instante del ciclo de la tensión de c.a., pueden provocar un rápido aumento de la corriente en la carga resistiva conmutada y generar por lo tanto una considerable cantidad de interferencias de R.F. Esta desventaja se puede evitar utilizando un conmutador que accione el elemento interruptor de potencia cuando la tensión de c.a. a conmutar pase por cero. Sin embargo, un conmutador síncrono de este tipo resulta caro si se construye a partir de componentes discretos debido a que incorpora un circuito complicado para detectar el instante en que la tensión pasa por cero y sincronizar con él la conmutación.

El circuito integrado TDA1024 proporciona una solución económica a este problema.

DESCRIPCION DEL C.I. TDA1024

El C.I. TDA1024 es un circuito integrado de 8 patillas en dos líneas que, junto con algunos componentes externos, se puede utilizar para construir conmutadores estáticos "todo o nada". Este C.I. incorpora las siguientes funciones (ver figuras 1 y 2).

– Un comparador con función de disparador de Schmitt. Este circuito compara la tensión de control en el terminal 5 con la tensión de referencia en el terminal 4 y bascula cuando la tensión de control excede a la tensión de referencia. La histéresis del circuito es ajustable entre 20 y 300 mV eligiendo el valor adecuado del resistor conectado entre el terminal 3 del TDA1024 y el polo negativo de la alimentación.
– Un circuito separador de alta impedancia de entrada y baja impedancia de salida. Este circuito presenta una impedancia baja al comparador de forma que la histéresis del circuito es independiente de las variaciones de la tensión de entrada.
– Un circuito de alimentación de c.a. que proporciona una tensión de alimentación nominal de 6,5 V, limitada por diodo zener, y una corriente de hasta 30 mA para alimentar el puente de entrada.
– Un detector de cruce por cero que proporciona una salida cuando la tensión sinusoidal aplicada al terminal 6 pasa por el valor cero.
– Una puerta de control que inhibe la salida del impulso de disparo del C.I. TDA1024 a menos que coincidan las salidas del detector de cruce por cero y del comparador.
– Una etapa de salida que entrega un impulso de disparo a un triac de polaridad positiva y sincronizado con la tensión de red cuando se activa la puerta de control. La salida de esta etapa está limitada en corriente y protegida contra cortocircuitos. Como para conmutar por tensión cero, la corriente y la tensión deben estar en fase, las aplicaciones que se describen del TDA1024 están restringidas a ser usadas para conmutar cargas resistivas.

El TDA1024 ha sido diseñado especialmente para aplicaciones termostáticas tales como el control de:

– instalaciones de calefacción central;
– calefactores para lavadoras;
– calentadores eléctricos de agua;
– planchas eléctricas;
– equipos calefactores industriales.

El circuito también es adecuado para ser usado en el control "todo/nada" de iluminación. La entrada se puede obtener de un puente resistivo o a partir de un elemento lógico, tanto directamente como a través de un fotoacoplador óptico, si es esencial su aislamiento de la red.

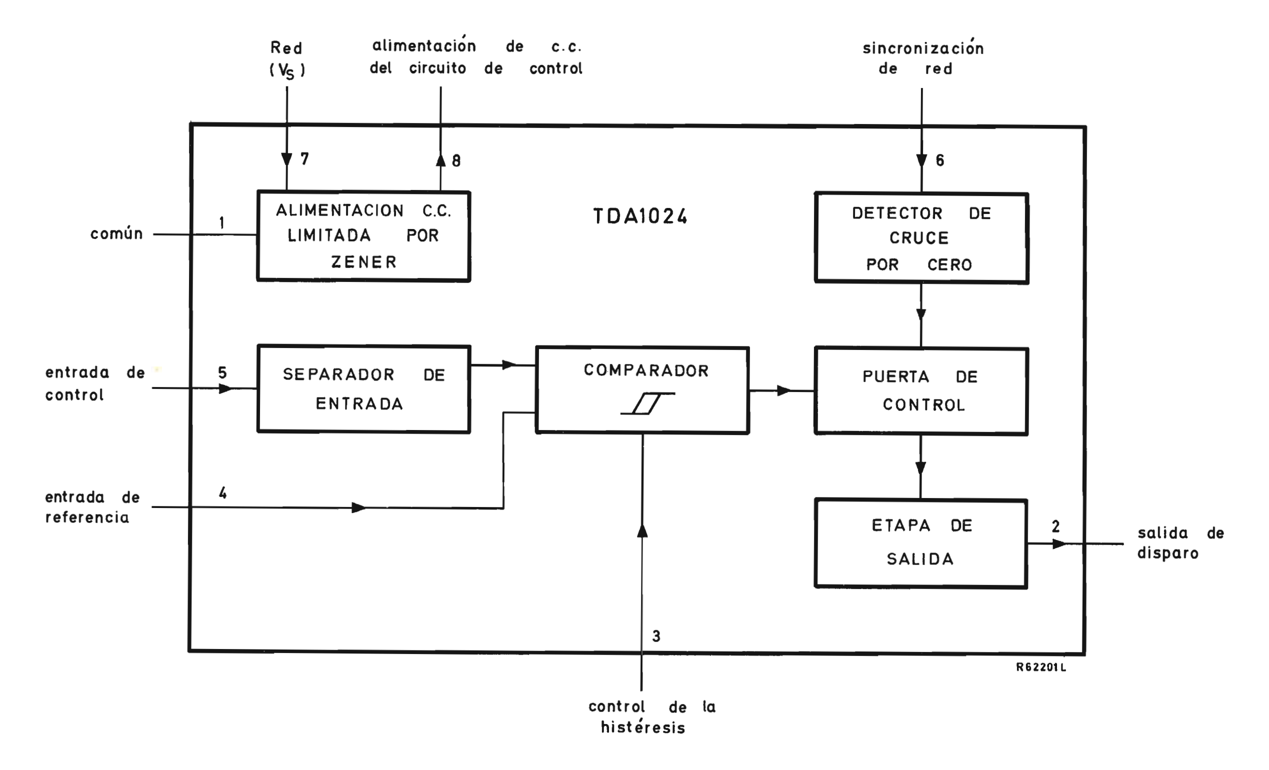


Figura 1. Diagrama de bloques del C.I. TDA1024.

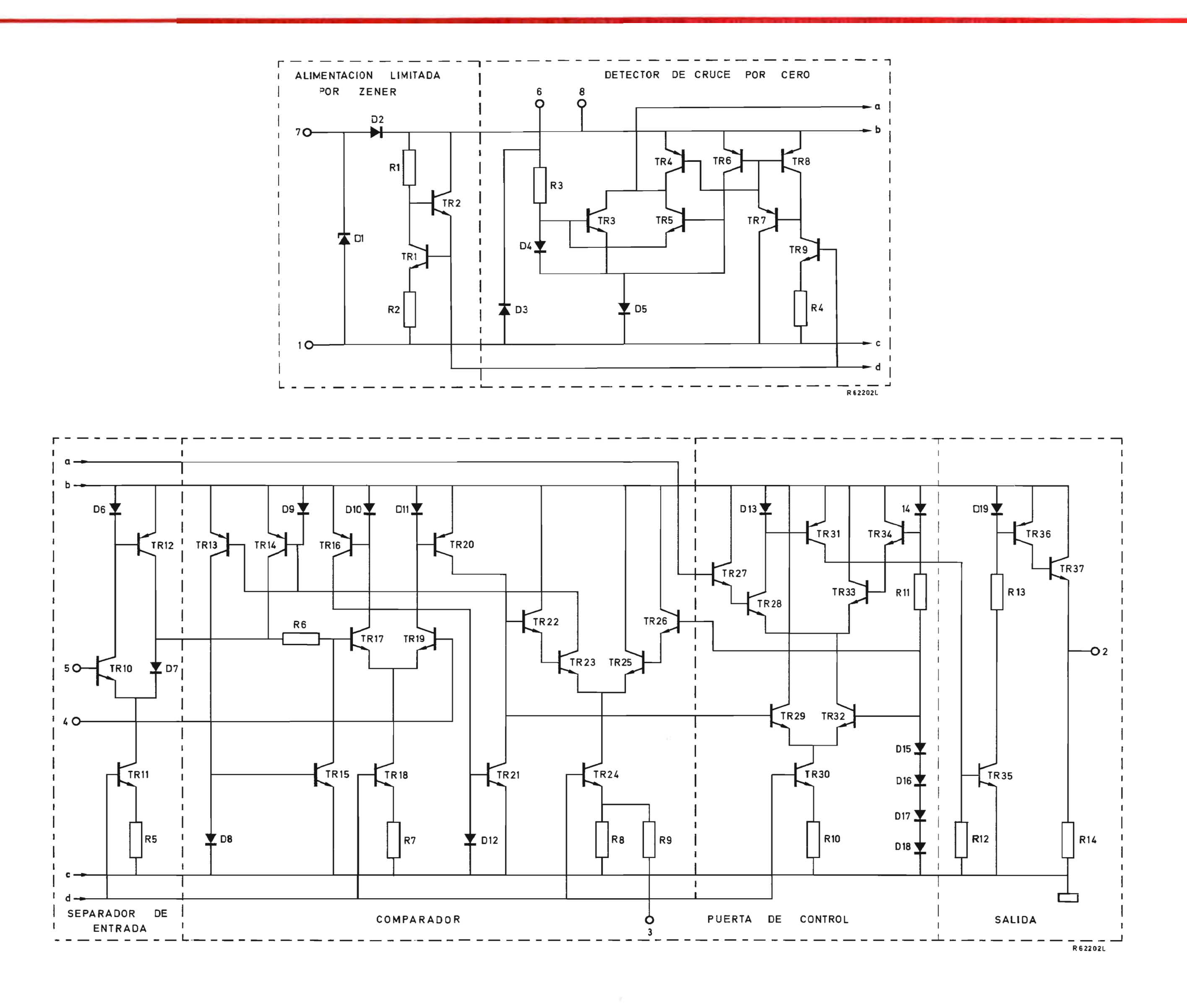


Figura 2. Esquema del circuito integrado TDA1024.

COMPONENTES EXTERNOS

En este apartado se muestra la forma de elegir los valores de los componentes externos de forma que quede asegurado el funcionamiento correcto del TDA1024 bajo las peores condiciones con relación a parámetros como la tensión de red, características del triac y de la carga.

Anchura del impulso de disparo en función de la carga del triac

La principal ventaja de disparar el triac en el instante en que la tensión pasa por cero consiste en que este modo de funcionamiento evita el empleo de supresores de R.F. El impulso de disparo (figura 3) debe iniciarse antes de que la corriente del triac (I_T) caiga por debajo del valor de mantenimiento y debe continuar hasta que aumente por encima del valor de captura. Como normalmente la corriente de captura (I_L) de un triac es un 20% más elevada que la corriente de mantenimiento (I_H), la anchura mínima del impulso de disparo es igual al doble del tiempo necesario para que la corriente del triac aumente desde cero al nivel de captura.

La corriente que pasa a través del triac es función de su tensión en estado de conducción, de la resistencia de carga y de la tensión alterna aplicada. La anchura del impulso de disparo necesaria (t_p) es por lo tanto función de:

- la corriente de captura del triac (I_L);
- la tensión alterna aplicada (V);
- la resistencia de carga (R);
- la tensión del triac en estado de conducción (V_T).

Se puede establecer la siguiente ecuación:

$$t_{p\,\text{mín}} = \frac{2\,(I_L R + V_T)}{d\,(\hat{V}\,\text{sen}\,\omega t)/dt} \quad \text{para } t = 0.$$

Suponiendo que la resistencia de carga tiene una tolerancia de ±5%, que la variación de la tensión alterna es ±10% y que la tensión del triac en conducción es como máximo de 2 V para una corriente I_L, la anchura mínima del impulso de disparo en el peor caso es:

$$t_{p\,\text{mín}} = \frac{2{,}1 I_L R + 4}{0{,}9\hat{V}\omega}$$

en donde:

$$R = \frac{V^2}{\text{potencia a controlar }(P)}.$$

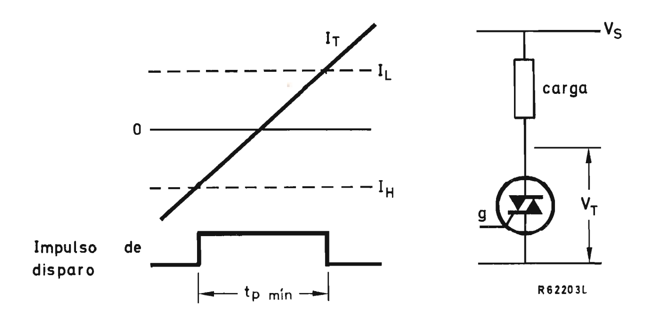


Figura 3. Definición de la anchura mínima del impulso de disparo para el disparo por cero en la red.

La figura 4 muestra t_p en función de P, con I_L como parámetro, para cuatro tensiones de la red.

Valor del resistor de sincronización en función de la anchura del impulso necesario

La duración mínima del impulso de disparo que se puede obtener del terminal 2 del C.I. TDA1024 se especifica en sus características como de 130 μs con una corriente de sincronización en el terminal 6 (I_6) de 1 mA a 50 Hz, y una tensión de salida en el terminal 8 de 5,5 V (tensión de c.a. de entrada en el terminal 7: 220 V, 50 Hz).

La expresión general de la anchura mínima del impulso de disparo en función de la corriente en el terminal 6 (véase la figura 5) es:

$$t_{p\,\text{mín}} = \frac{t_{p\,\text{mín}} \text{ at } I_6 = 1 \text{ mA}}{I_{6\,\text{máx}} \times 10^3}$$

$$= \frac{0{,}13 \times 10^{-6} \times R_{S\,\text{mín}}}{V_{\text{máx}}}.$$

Suponiendo una tolerancia de ±5% para R_S y ±10% para la tensión de alimentación, el valor de $t_{p\,mín}$ en el peor caso viene dado por la expresión:

$$t_{p\,\text{mín}} = \frac{0{,}13 \times 10^{-6} \times 0{,}95 R_S}{1{,}1\,V}.$$

Sin embargo, esto no es realista ya que el impulso de disparo más ancho es necesario cuando la carga del triac comparada con su máxima es la más pequeña, es decir cuando la tensión aplicada es mínima (véase figura 3). El verdadero caso peor ocurre por lo tanto cuando la tensión aplicada es mínima y la anchura del impulso debido

Figura 4. Anchura mínima del impulso de disparo en función de la potencia conmutada, con la corriente de captura como parámetro: curva A, $I_L = 60$ mA; curva B, $I_L = 100$ mA; curva C, $I_L = 200$ mA.

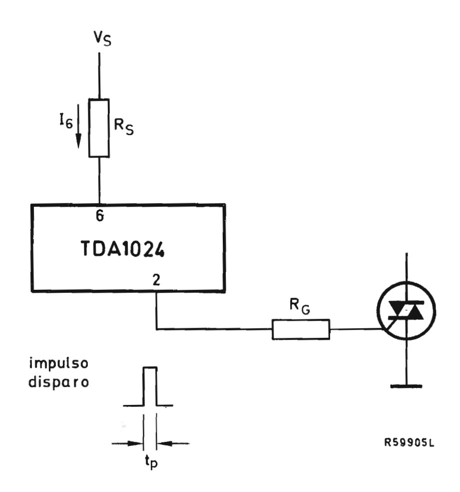


Figura 5. Definición del valor del resistor de sincronización de red en función de la anchura necesaria del impulso de disparo.

a R_S es también mínima (valor mínimo de R_S). Esta condición se expresa como:

$$t_p \text{ mín} = \frac{0{,}13 \times 10^{-6} \times 0{,}95 R_S}{0{,}9V}$$

$$= \frac{0{,}137 R_S \times 10^{-6}}{V}$$

La figura 6 muestra el valor de R_S en función de la anchura del impulso de disparo necesaria, con la tensión alterna aplicada como parámetro.

Valor del resistor de puerta en función de las características de salida V/I y las de puerta del triac

En las características del C.I. TDA1024 se especifica que la amplitud máxima del impulso de salida (terminal 2) nunca es inferior a 4 V con una corriente de

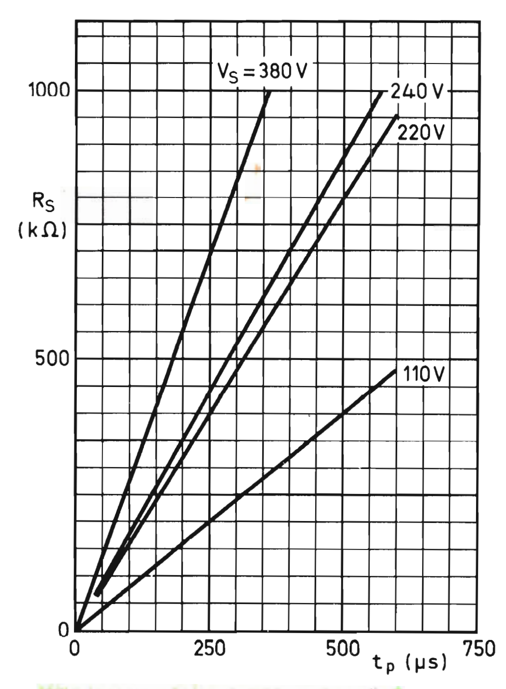


Figura 6. Valor del resistor de sincronización en función de la anchura necesaria del impulso de disparo con la tensión alterna como parámetro.

100 mA. Como la etapa de salida es un estabilizador de tensión, la tensión de salida sigue siendo de 4 V como mínimo con corrientes de salida inferiores a 100 mA. Si se intenta extraer una corriente mayor con esta tensión de salida, se observa que la corriente de salida está limitada a dicho valor de 100 mA. Esta limitación hace, de hecho, innecesario el empleo de resistor limitador de la corriente de puerta. No obstante, su uso se recomienda para limitar la corriente de puerta a su valor mínimo y reducir por lo tanto la potencia disipada por la resistencia de absorción R_d reduciendo al mismo tiempo el consumo de corriente total.

En la figura 7 se da la característica rectangular V/I del C.I. TDA1024. En este diagrama han sido trazadas las líneas de carga para diferentes valores del resistor de puerta, de forma que se facilite la elección del máximo valor del resistor de puerta (corriente de puerta mínima) trazando líneas verticales y horizontales que representen la tensión y la corriente mínimas de puerta que asegurarán un disparo seguro de todos los triacs de un determinado tipo.

Si hay que calcular el resistor de puerta, la figura 8 muestra que:

$$R_G = \frac{V_2 - V_G}{I_G}$$

por tanto,

$$R_G \text{ máx} = \frac{4 - V_G}{I_G}.$$

De esta última ecuación, resulta obvio que la figura 7 representa una indicación del valor máximo del resistor de puerta. Si el valor dibujado cae entre dos líneas de carga, debe elegirse el valor más bajo para el resistor de puerta.

Histéresis del comparador en función del resistor externo R_h

El comparador del TDA1024 compara las tensiones de entrada aplicadas a los terminales 4 y 5, y actúa como

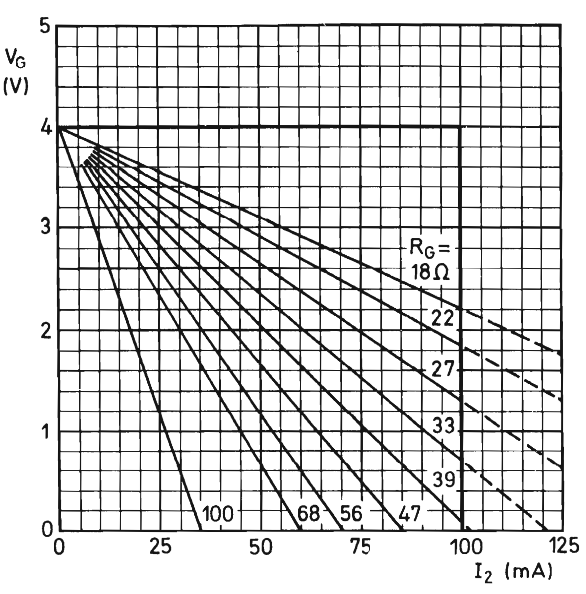


Figura 7. Tensión de puerta en función de la corriente de salida con líneas de carga correspondientes al resistor de puerta. Ejemplo: para $V_G = 1{,}5$ V e $I_2 = 62$ mA, $R_G = 39$ Ω.

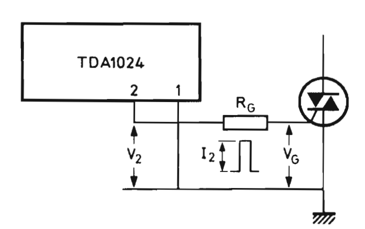


Figura 8. Definición del valor del resistor de puerta en función de la característica de salida V/I del TDA1024 y de la característica del triac.

un disparador de Schmitt con histéresis. La histéresis aumenta la inmunidad a ruido del circuito y evita la conducción de solo medias ondas en la carga. Es ajustable entre 20 y 300 mV según el valor del resistor conectado entre el terminal 3 y la línea de retorno común. En la figura 9 se da un esquema del circuito junto con su característica de transferencia.

La corriente que entrega la fuente de corriente (I_h) se puede ajustar eligiendo el valor adecuado del resistor externo R_h. La corriente I_h produce la caída de tensión a través del resistor $R_{h\ int}$ y determina por lo tanto la diferencia de tensión (la histéresis) necesaria entre los terminales 4 y 5 del circuito integrado TDA1024 para que aparezcan impulsos de disparo.

En la figura 10 se muestra la histéresis típica del circuito en función del valor de R_h.

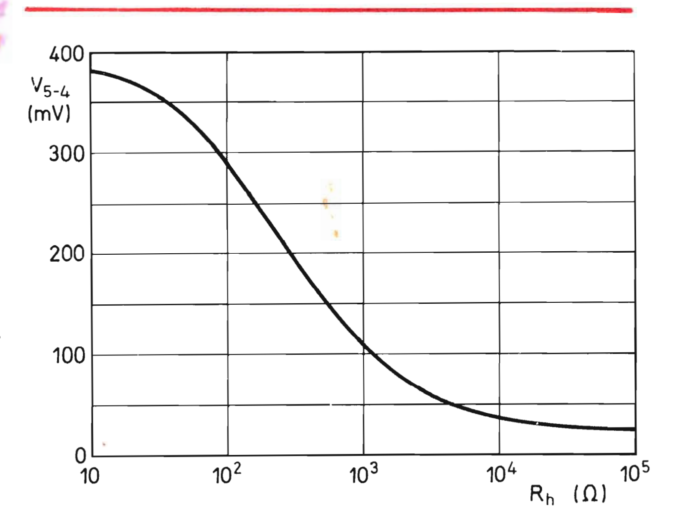
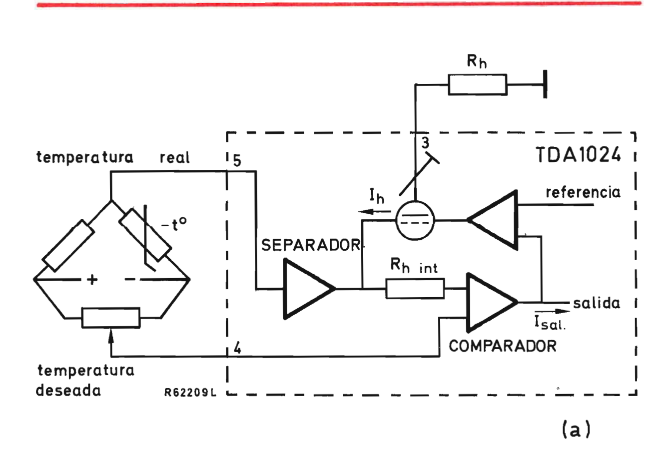


Figura 10. Histéresis del comparador en función del valor del resistor externo R_h.

Determinación de la máxima corriente media de salida de R_G con R_S como parámetro

A continuación se muestra como se calcula la máxima corriente de salida con la tensión de alimentación mínima, y los resultados se transformarán en la máxima corriente media de salida que puede obtenerse con una duración máxima del impulso de disparo. Este procedimiento es viable debido a que todos los parámetros que aparecen en las características del C.I. TDA1024 están garantizados a una tensión de alimentación mínima (V_8 = 5,5 V). También es válido hacer los cálculos a la mínima tensión de alimentación porque, como se verá más adelante, el hacerlo a la tensión de alimentación máxima daría como resultado un valor demasiado alto del resistor de absorción y como consecuencia una disipación de potencia innecesaria.



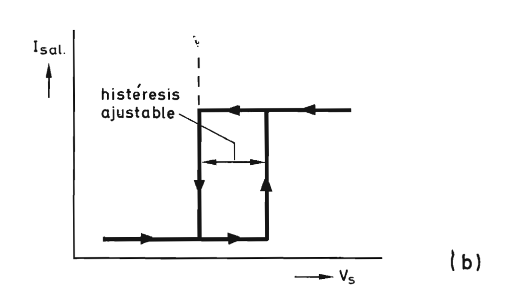


Figura 9. Histéresis del comparador en función de R_h. En (a) se muestra el comparador y en (b) la característica de transferencia.

Suponiendo una tolerancia de ±5% en el resistor R_G, la máxima corriente de salida del terminal en el peor caso es:

$$I_{2\ \text{máx}} = \frac{V_{2\ \text{máx}}\ \text{at}\ V_{8\ \text{mín}}}{0{,}95 R_G} = \frac{4{,}7}{0{,}95 R_G} = \frac{4{,}947}{R_G}.$$

Suponiendo una tolerancia de ±5% en el resistor R_S y una tolerancia de ±10% en la tensión de alimentación, la anchura máxima del impulso de disparo es:

$$t_{p\ \text{máx}} = \frac{t_{p\ \text{máx}}\ \text{at}\ I_6 = 1\ \text{mA}}{10^3} \times \frac{1{,}05 R_S}{0{,}9V}$$

$$= \frac{0{,}265 \times 10^{-6} \times 1{,}167 R_S}{V}$$

$$= \frac{0{,}309 R_S \times 10^{-6}}{V}.$$

El ciclo de trabajo máximo del impulso de disparo es

$$\delta_{máx} = \frac{t_p \text{ máx}}{\text{medio período de 50 Hz}}$$

La máxima corriente media de salida en el terminal 2 en el peor caso es:

$$I_{2(av)} \text{ máx} = I_2 \text{ máx} \times \delta_{máx}$$

$$= \frac{4{,}947}{R_G} \times \frac{0{,}309 R_S \times 10^{-4}}{V}$$

$$= \frac{1{,}53 R_S \times 10^{-4}}{R_G V}$$

El valor de $I_{2(av)máx}$ está dibujado en las figuras 11 a 14 en función del valor de R_G, con el valor de R_S como parámetro, para cuatro tensiones de alimentación de 50 Hz.

Corriente de alimentación mínima necesaria (I_7) en función de la corriente de salida (I_2) con la histéresis como parámetro

La mínima corriente de alimentación necesaria en el terminal 7 del C.I. TDA1024 es la suma de las siguientes corrientes:

– la máxima corriente media de salida;
– la corriente drenada por los circuitos internos del TDA1024;
– la corriente drenada por los componentes del circuito

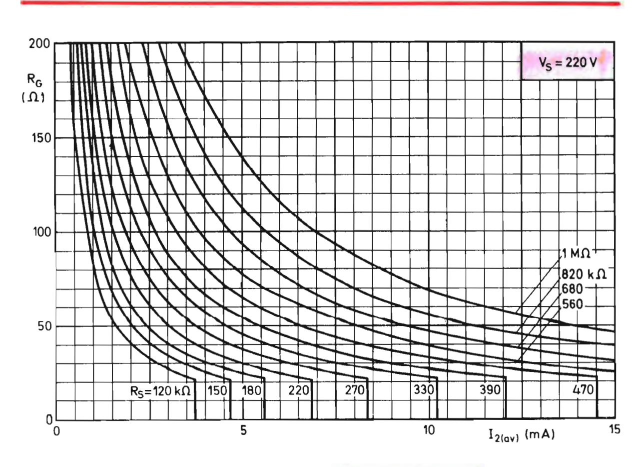


Figura 12. Máxima corriente media de disparo en función del valor de R_G con R_S como parámetro.

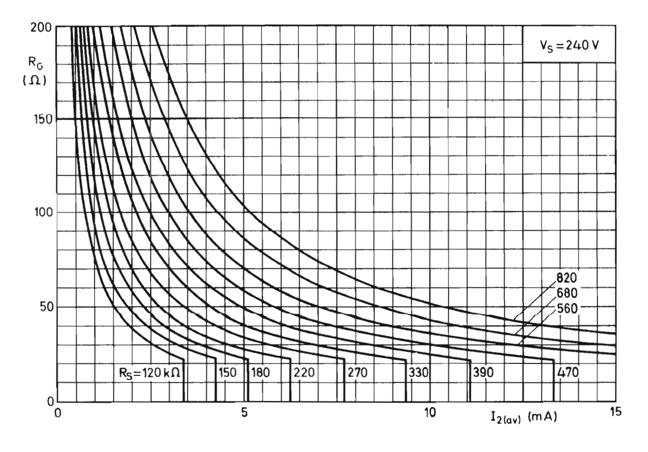


Figura 13. Máxima corriente media de disparo en función del valor de R_G con R_S como parámetro.

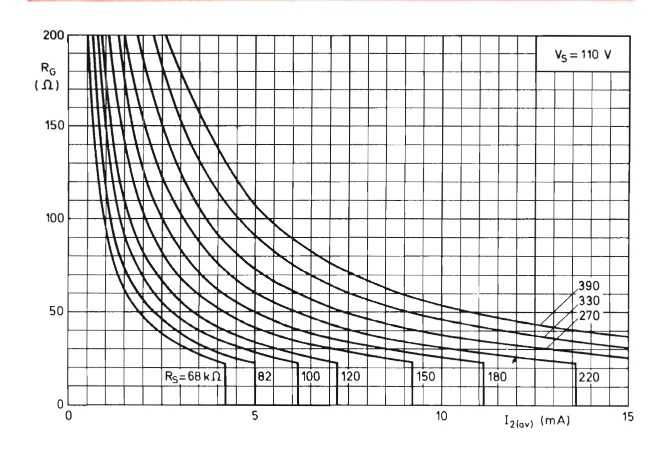


Figura 11. Máxima corriente media de disparo en función del valor R_G con R_S como parámetro.

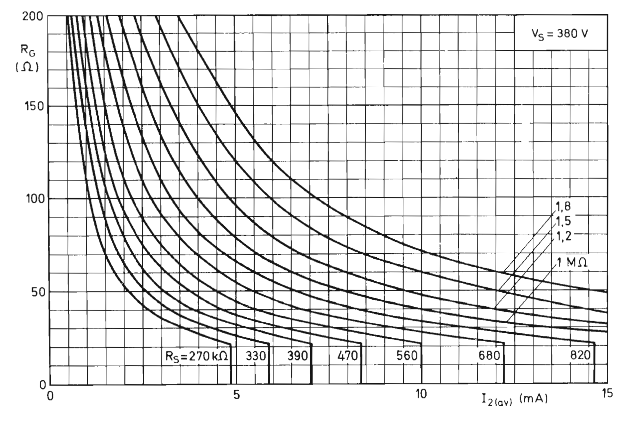


Figura 14. Máxima corriente media de disparo en función del valor de R_G con R_S como parámetro.

de entrada conectado al terminal 8 del circuito integrado TDA1024.

La corriente drenada por los circuitos internos del TDA1024 depende de la corriente de control de la histéresis extraída del terminal 3. Con $I_3 = 0$, $I_{IC} = 1{,}8$ mA (histéresis mínima), y con $V_3 = 0$, $I_{IC} = 3$ mA (histéresis máxima). Cálculos y medidas han demostrado que, con la histéresis ajustada al máximo, y en las condiciones de entrada tales que $V_5 > V_4$ (máximo consumo total de corriente), $I_{IC} = 3$ mA.

Con histéresis mínima, la mínima corriente de alimentación es:

$$I_7 \text{ mín} = I_{2(av)} \text{ máx} + 0{,}0018 + I_{puente} .$$

Con histéresis máxima, la mínima corriente de alimentación es:

$$I_7 \text{ mín} = I_{2(av)} \text{ máx} + 0{,}003 + I_{puente} .$$

En la figura 15 se muestra la mínima corriente de alimentación necesaria en función de la máxima corriente media de salida, con la histéresis como parámetro. En este gráfico se supone que la corriente del puente es de 1 mA.

Valor del resistor de absorción de la tensión de red en función de la corriente mínima de alimentación necesaria, con la tensión de alimentación como parametro

El valor del resistor de absorción de la red (R_d) debe ser tal que la corriente media en el terminal 7 del TDA1024 sea por lo menos igual al mínimo necesario calculado anteriormente. La figura 16 muestra el esquema del circuito de alimentación y la forma de onda de la tensión de red.

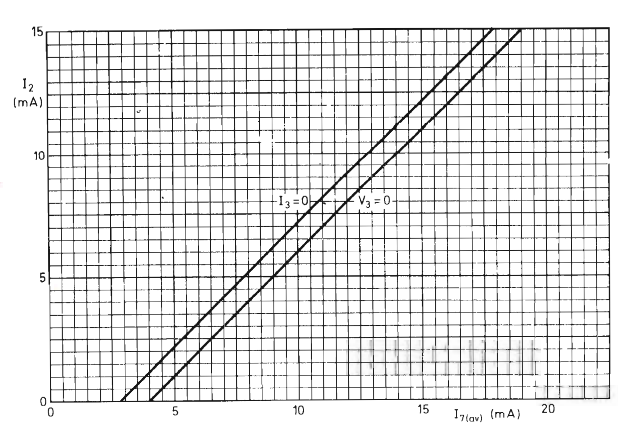
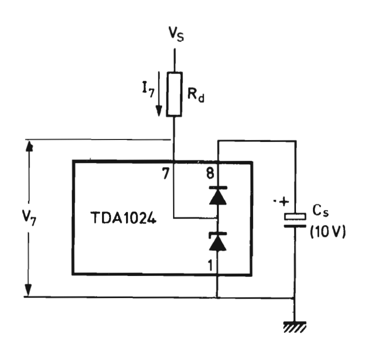


Figura 15. Mínima corriente de alimentación necesaria en función de la máxima corriente media de disparo, con la histéresis como parámetro.



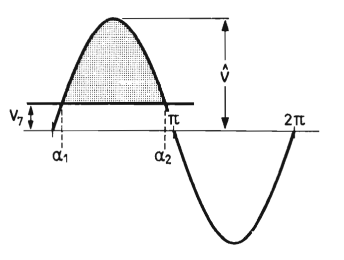


Figura 16. Circuito de la alimentación por la red y formas de onda de tensión.

Durante la excursión positiva de la tensión de red, la corriente suministrada al circuito integrado TDA1024 y al condensador electrolítico a través de R_d se expresa por:

$$I_{7(av)} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha 1}^{\alpha 2} \left(\frac{\hat{V} \text{sen}\, \alpha - V_7}{R_d} \right) d\alpha .$$

Suponiendo una variación de la tensión de red de ±10%, una tolerancia de R_d del 10% y una tensión máxima en el terminal 7 de 8,2 V, el peor caso (corriente mínima, resistencia máxima) viene dado por:

$$I_7 \text{ mín} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha 1}^{\alpha 2} \left\{ \frac{(0{,}9 \times \hat{V} \text{sen}\, \alpha) - 8{,}2}{1{,}1 R_d} \right\} d\alpha$$

donde

$$\alpha_1 = \pi - \alpha_2 = \text{arc sen}\, 8{,}2/0{,}9\hat{V} = \text{arc sen}\, 9{,}1/\hat{V}.$$

Esta expresión ha sido computada y los resultados se han representado gráficamente en la figura 17, para cuatro valores eficaces de la tensión de red.

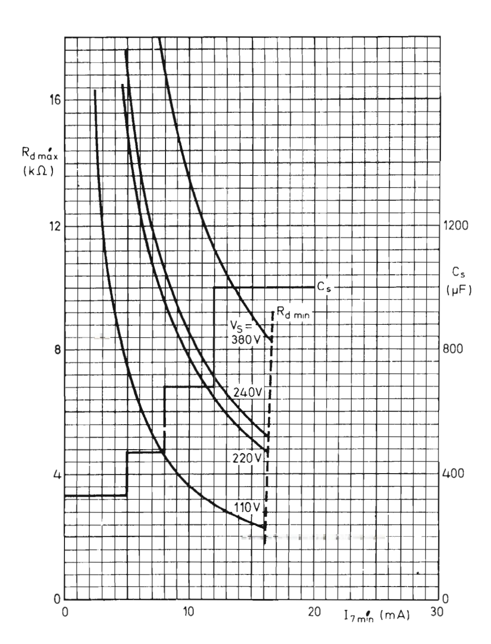


Figura 17. Valor de R_d en función de I_7 con la tensión eficaz de alimentación como parámetro. Se muestra también el valor del condensador de filtro en función de I_7.

Mínimo valor permisible de R_d en función de la máxima corriente permisible en el terminal 7

La máxima corriente admisible en el terminal 7 del C.I. TDA1024 es de 80 mA. Esto representa una limitación en el valor mínimo de R_d:

$$0{,}9R_d\ \text{mín} = \frac{1{,}1\hat{V}}{0{,}08}$$

o $R_{d\ mín}$ = 15,28 V. Este valor mínimo del resistor de absorción de la tensión de red ha sido dibujado en la figura 17.

Potencia disipada por el resistor de absorción de red R_d en función de su valor con la tensión de alimentación como parámetro

Para reducir la tensión de red al nivel necesario en el terminal 7 del C.I. TDA1024, se pueden utilizar los dos métodos siguientes.

– Conectar en serie un diodo y un resistor entre la tensión de alimentación y el terminal 7 del TDA1024. El diodo rectifica en media onda la tensión aplicada al resistor y minimiza por lo tanto su disipación.

– Conectar un resistor entre la tensión de alimentación y el terminal 7 del TDA1024.

La expresión general de la potencia disipada en el resistor R_d de la figura 18 es:

$$P = V(rms)^2/R_d$$

en donde,

$$V(rms)^2 = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha_1}^{\alpha_2} (\hat{V}\,\text{sen}\,\alpha - V_7)^2\, d\alpha + \frac{1}{2\pi}\int_{\pi}^{2\pi} (\hat{V}\,\text{sen}\,\alpha)^2 d\alpha$$

(véase figura 16).

Suponiendo una variación de la tensión de alimentación de ±10%, una tolerancia de ±10% en el resistor, y una tensión mínima de 6,1 V en el terminal 7 del TDA1024, la disipación del resistor en el peor caso, si está conectado en serie con el diodo, es:

$$P_{máx} = \left\{ \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha_1}^{\alpha_2} (1{,}1\hat{V}\,\text{sen}\,\alpha - 6{,}1)^2\, d\alpha \right\} \frac{1}{0{,}9R_d}\,.$$

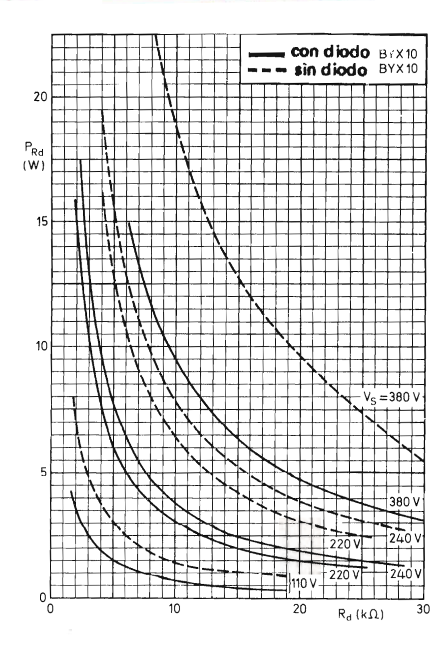
Con las mismas condiciones supuestas, pero sin utilizar el diodo en serie, la disipación en el peor de los casos es:

$$P_{máx} = \left\{ \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha_1}^{\alpha_2} (1{,}1\hat{V}\,\text{sen}\,\alpha - 6{,}1)^2\, d\alpha + \frac{1}{2\pi}\int_{\pi}^{2\pi} (1{,}1\hat{V}\,\text{sen}\,\alpha)^2\, d\alpha \right\} \frac{1}{0{,}9R_d}.$$

Las dos últimas expresiones han sido computadas para cuatro valores de la tensión de alimentación y se han representado gráficamente en la figura 18.

Empleo de un condensador para reducir la tensión de red

Es posible reemplazar el diodo rectificador de media onda y el resistor de absorción por un condensador (fig. 19) y, por lo tanto reducir todavía más la potencia disipada por los componentes reductores de la tensión de red. Sin embargo, para tensiones inferiores a 220 V, la potencia disipada por el resistor de absorción es comparativamente pequeña y no se considera necesario utilizar un condensador. Para tensiones superiores a 240 V, el costo adicional de un condensador de alta tensión no



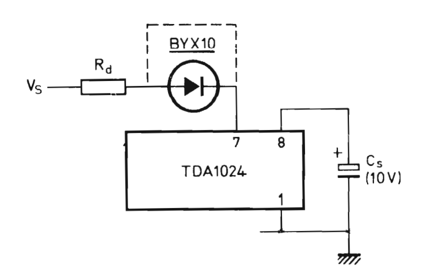


Figura 18. Potencia disipada en el resistor de absorción de red R_d en función de su valor con la tensión de alimentación como parámetro.

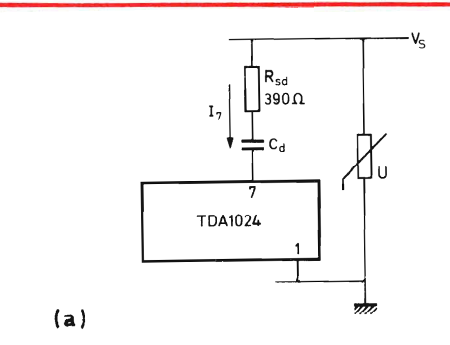
está justificado. Por estas razones, se recomienda el empleo de reducción de tensión por condensador solamente con tensiones eficaces de red de 220 ó 240 V.

Al elegir el condensador para la reducción de la tensión de red, se deben considerar los siguientes puntos.

- La tensión alterna máxima especificada para el condensador debe ser compatible con la tensión de red.
- La corriente inicial en el momento de la conexión se debe limitar a menos de 2 A mediante un resistor en serie con el condensador.
- Se deben suprimir los transitorios procedentes de la red para limitar la máxima corriente aplicada al terminal 7 del C.I. TDA1024 a menos de 2 A.
- Se debe calcular el valor del condensador en función de la corriente media necesaria en el terminal 7 del TDA1024, utilizando como parámetro la tensión de red. Debe calcularse también el valor máximo admisible del condensador para asegurar que en las peores condiciones no se exceda la máxima corriente permitida en el terminal 7 del C.I. TDA1024.
- Se debe calcular la potencia disipada por el resistor en serie en función de la corriente media necesaria en el terminal 7 del TDA1024, utilizando como parámetro la tensión de red.

Supresión de los transitorios procedentes de la red

Se debe conectar en paralelo con la entrada de red un resistor de óxido de zinc, dependiente de la tensión,



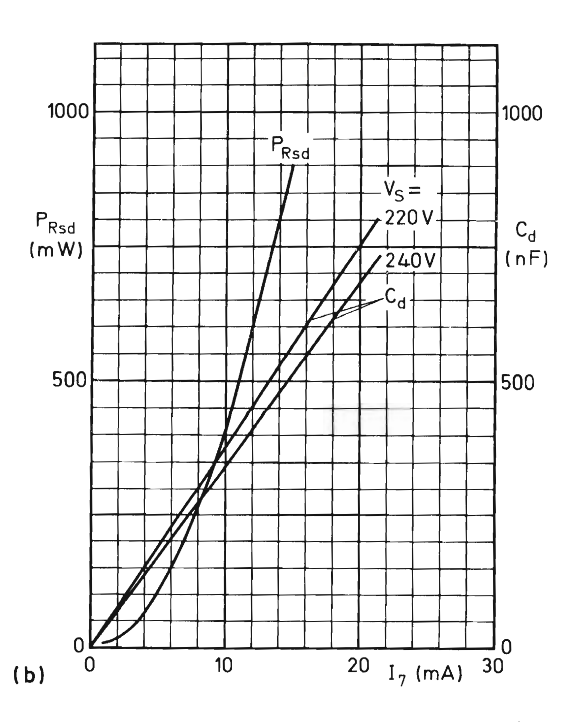


Figura 19. Empleo de un condensador para la absorción de la tensión de red. En (a) se muestra el circuito y en (b) la potencia disipada en el resistor de absorción y el valor del condensador en función de la corriente en el terminal 7, con la tensión de red como parámetro.

para limitar los transitorios procedentes de la red a:

$$V_{trans} = I_{7SM} \times 0{,}9R_{sd}$$

donde I_{7SM} es la corriente máxima de pico no repetitiva admisible en el terminal 7 (2 A).

Para $R_{sd} = 390\ \Omega$, la tensión transitoria máxima es de unos 700 V. Con una tensión de red de 220 V, el VDR normal es el tipo 2322 594 13512 que limitará la tensión de alimentación al nivel necesario durante transitorios de corriente de hasta unos 200 A. Con una tensión de red de 240 V, el VDR normal es el tipo 2322 594 13912 que limitará la tensión de alimentación al nivel necesario durante transitorios de corriente de hasta unos 80 A.

Limitación de las corrientes iniciales

El resistor R_{sd} debe limitar también el valor de pico de las corrientes iniciales a menos de 2 A, bajo las peores condiciones de funcionamiento normal. Con una alimentación de 240 V eficaces, un valor de 390 Ω limitará el pico de corriente inicial al valor:

$$\sqrt{2} \times \left(\frac{240 \times 1{,}1}{0{,}9 \times 390}\right) = 1{,}06 \text{ A}.$$

Valor del condensador en función de la corriente media necesaria en el terminal 7 del TDA1024

La corriente media suministrada al terminal 7 del TDA1024 a través del condensador C_d es aproximadamente igual a:

$$I_{(av)} = \frac{1}{\pi} \times \frac{\hat{V} - V_7}{\sqrt{\{R_{sd}^2 + (1/\omega^2 C_d^2)\}}}.$$

Suponiendo una tolerancia de ±10% en el condensador y en el resistor, y una variación de la tensión de red de ±10%, la corriente media en el peor caso será aproximadamente:

$$I_{(av)} = \frac{1}{\pi} \times \frac{0{,}9\hat{V} - V_{7\,\text{máx}}}{\sqrt{\{(1{,}1R_{sd})^2 + (1/0{,}9\omega C_d)^2\}}}.$$

En la figura 19 se representa gráficamente esta relación para tensiones de alimentación de 220 y 240 V.

Máximo valor admisible del condensador

El valor máximo admisible del condensador debe ser tal que la corriente máxima en el terminal 7 del TDA1024 no exceda 80 mA. Por tanto, suponiendo una tolerancia de ±10% tanto en los componentes como en la tensión de red:

$$\frac{1{,}1\hat{V}}{\sqrt{\{(0{,}9R_{sd})^2 + (1/1{,}1\omega C_d)^2\}}} \leqslant 0{,}08.$$

Despejando C_d se tiene:

$$C_{d\,\max} = \frac{1}{1{,}1\omega\sqrt{\{(1{,}1\hat{V}/0{,}08)^2 - (0{,}9R_{sd})^2\}}}.$$

Para $V_{(rms)}$ = 220 V, 50 Hz, se obtiene $C_{d\text{máx}}$ = 679 nF (valor normalizado más cercano 680 nF). Para $V_{(rms)}$ = 240 V, 50 Hz se obtiene $C_{d\ \text{máx}}$ = 622 nF (valor normalizado más cercano 560 nF).

Potencia disipada por el resistor en serie

La potencia disipada por el resistor en serie R_{sd} de 390 Ω es aproximadamente igual a:

$$P = I_{(rms)}^2 R_{sd} = \left[\frac{1}{\sqrt{2}} \times \frac{\hat{V}}{\sqrt{\{R_{sd}^2 + (1/\omega C_d)^2\}}}\right]^2 R_{sd}.$$

Suponiendo una tolerancia de ±10% en el condensador y en el resistor, y una variación de la tensión de red de ±10%, la disipación en el peor caso será aproximadamente igual a:

$$P = \frac{1{,}1R_{sd}}{2} \times \frac{(1{,}1\hat{V})^2}{(1{,}1R_{sd})^2 + (1/1{,}1\omega C_d)^2}.$$

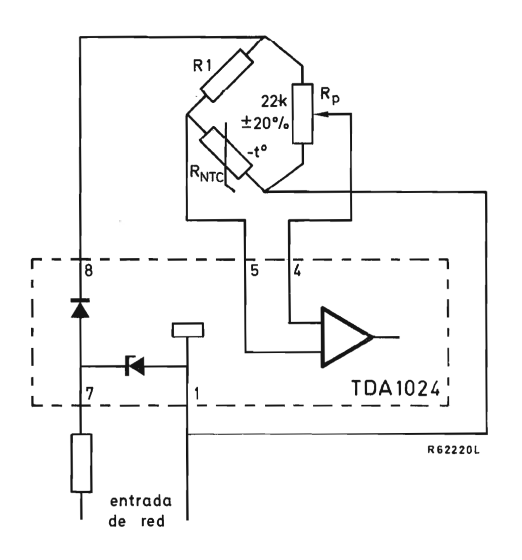
En la figura 19 se ha representado la potencia disipada en el resistor en función de I_7 con la tensión de red como parámetro.

PUENTES SENSIBLES A LA TEMPERATURA PARA TERMOSTATOS

En este apartado se calculan los valores nominales de los componentes de un puente de resistencias que incluye un termistor NTC como elemento sensor de temperatura. Se calculan las desviaciones de temperatura en el peor caso respecto a las indicadas, debidas a las tolerancias de los componentes y se representan gráficamente.

Obtención de una escala lineal de temperaturas

La figura 20 muestra un puente sensible a la temperatura junto con la representación gráfica de la tensión



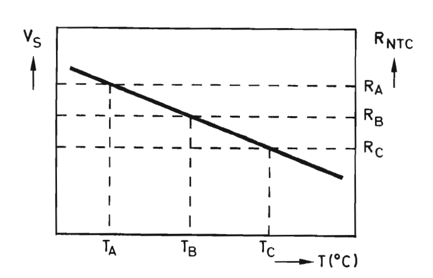


Figura 20. Puente detector de temperatura típico y la relación entre R_{NTC}, V_5 y la temperatura.

en el terminal 5 del TDA1024 y la resistencia del termistor en función de la temperatura del mismo. Para conseguir una relación lo más lineal posible entre la temperatura medida y la tensión en el terminal 5, se debe aplicar la siguiente condición:

$$T_A - T_B = T_B - T_C.$$

Por lo tanto:

$$\frac{R_A}{R_1 + R_A} - \frac{R_B}{R_1 + R_B} = \frac{R_B}{R_1 + R_B} - \frac{R_C}{R_1 + R_C},$$

donde R_A, R_B y R_C son las resistencias del termistor a las temperaturas T_A, T_B y T_C respectivamente.

Despejando R_1 se obtiene:

$$R_1 = \frac{R_B(R_A + R_C) - 2R_A R_C}{R_A + R_C - 2R_B}. \qquad (1)$$

Como la tensión de salida del puente es siempre menor que la tensión de alimentación y mayor que cero, no se puede utilizar la rotación completa del potenciómetro de ajuste porque está conectado directamente a la tensión de alimentación. Sin embargo, esta configuración tiene la ventaja de que las tolerancias en el valor del potenciómetro no influyen en la precisión del puente.

Error en la indicación de la temperatura debido a las tolerancias de los componentes

Las tolerancias de los componentes que afectan a la indicación de la temperatura son los siguientes:

- el valor de R_1 (±5%);
- la resistencia del termistor NTC a 25°C (±10%);
- el valor de B (β) del termistor NTC (±5%).

La resistencia nominal del termistor NTC a cualquier temperatura se expresa mediante la fórmula conocida:

$$R_{NTC} = A e^{B/T}, \qquad (2)$$

donde

$$A = \frac{R_{25}}{e^{B/298}}, \qquad (3)$$

y T es la temperatura en grados Kelvin (°C + 273).

Sustituyendo el valor de A de la ecuación (3) en la ecuación (2) se tiene:

$$R_{NTC} = R_{25} \exp B\left(\frac{298 - T}{298T}\right) \qquad (4)$$

Teniendo en cuenta las tolerancias de R_{25} y B, para $T > 25$°C se obtiene:

$$R_{NTC\,\text{máx}} = 1{,}1 R_{25} \exp 0{,}95B \left(\frac{298 - T}{298T}\right), \qquad (5)$$

$$R_{NTC\,\text{mín}} = 0{,}9 R_{25} \exp 1{,}05B \left(\frac{298 - T}{298T}\right). \qquad (6)$$

Las ecuaciones equivalentes para $T < 25$°C son:

$$R_{NTC\,\text{máx}} = 1{,}1 R_{25} \exp 1{,}05B \left(\frac{298 - T}{298T}\right), \qquad (7)$$

$$R_{NTC\,\text{mín}} = 0{,}9 R_{25} \exp 0{,}95B \left(\frac{298 - T}{298T}\right). \qquad (8)$$

El nivel de tensión nominal en el terminal 5 del C.I. TDA1024 (como porcentaje de la tensión en el terminal 8), y por lo tanto el porcentaje de la excursión total del potenciómetro de ajuste (270°) se expresa por:

$$\frac{V_5 \times 100}{V_8}\,\text{nom} = \frac{R_{NTC} \times 100}{R_1 + R_{NTC}}$$

$$= \frac{R_{25} \exp B \left(\frac{298 - T}{298T}\right)}{R_1 + \left\{ R_{25} \exp B \left(\frac{298 - T}{298T}\right)\right\}} \times 100. \qquad (9)$$

Teniendo en cuenta el valor mínimo de R_1 y sustituyendo R_{NTC} de la ecuación (9) por la ecuación (5), se obtiene el peor caso del límite superior para $T > 25°C$:

$$\frac{V_5 \times 100}{V_8}\,\text{máx}$$

$$= \frac{1{,}1 R_{25} \exp 0{,}95B \left(\frac{298 - T}{298T}\right)}{0{,}95 R_1 + \left\{1{,}1 R_{25} \exp 0{,}95B \left(\frac{298 - T}{298T}\right)\right\}} \times 100. \qquad (10)$$

Teniendo en cuenta el valor máximo de R_1 y sustituyendo R_{NTC} de la ecuación (9) por la ecuación (6), se obtiene el peor caso en el límite inferior a $T > 25°C$:

$$\frac{V_5 \times 100}{V_8}\,\text{mín}$$

$$= \frac{0{,}9 R_{25} \exp 1{,}05B \left(\frac{298 - T}{298T}\right)}{1{,}05 R_1 + \left\{0{,}9 R_{25} \exp 1{,}05B \left(\frac{298 - T}{298T}\right)\right\}} \times 100. \qquad (11)$$

Puente sensible a la temperatura para un calentador de agua

Para esta aplicación, el puente tiene que ser capaz de detectar temperaturas dentro del margen de 60 a 90°C. Se utiliza un termistor NTC tipo 2322 640 12473 (R_{25} = 47 kΩ ±10%, B = 3825 ±5%). Se puede utilizar el termistor NTC tipo 2322 640 90007 que está provisto de una cápsula que se puede montar en una máquina lavadora o en un calentador de agua; no obstante, el termistor incluido normalmente en dicha cápsula no es adecuado para esta aplicación debido a su baja resistencia a las temperaturas deseadas (de 60 a 90°C) que drenaría excesiva corriente adicional del TDA1024.

Para esta aplicación, las temperaturas más importantes son: $T_A = 60°C$, $T_B = 75°C$ y $T_C = 90°C$. De acuerdo con la ecuación (4), la resistencia nominal del termistor ($R_{NTC\ nom}$) a cada una de estas temperaturas es:

R_A = 12 195 Ω a T_A = 60 °C;

R_B = 7433 Ω a T_B = 75 °C;

R_C = 4720 Ω a T_C = 90 °C.

Sustituyendo estos valores en la ecuación (1) se obtiene R_1 = 5177 Ω. Por tanto, el valor elegido para R_1 es 5100 Ω ±5%. En el peor caso, el consumo de corriente del puente es:

$$\frac{V_8\ \text{mín}}{R_{NTC}\ \text{mín at}\ T_C + R_1\ \text{mín}} + \frac{V_8\ \text{mín}}{R_p\ \text{mín}}$$

$$= \frac{5{,}5}{3788 + 4845} + \frac{5{,}5}{1760} = 0{,}95\ \text{mA}.$$

Se han computado las ecuaciones (9), (10) y (11) para este puente y los resultados se han representado gráficamente en la figura 21 y se han analizado en la tabla 1. El análisis muestra que el error máximo en el peor caso es de +9,5°C a 90°C. El error mínimo en el peor caso es

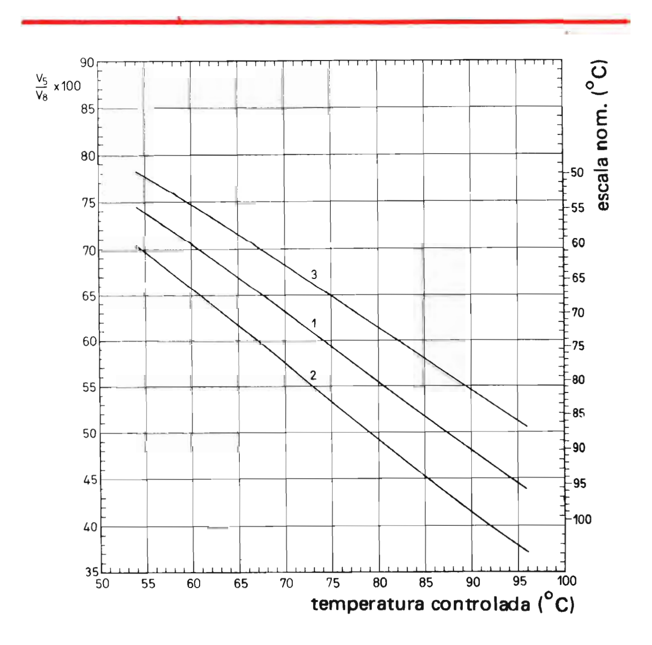


Figura 21. Cálculo de V_5 nominal y en el caso más desfavorable en porcentaje de V_8 en función de la temperatura. La gráfica 1 corresponde al nominal; las gráficas 2 y 3 corresponden al peor caso mínimo y máximo respectivamente.

Tabla 1. *Análisis del circuito puente*

T (°C)	gráfica	lectura en escala nom.	error (°C)	lectura en escala desplazada	error (°C)
	nominal (1)	60	0	–	–
60	caso peor máximo (3)	66,6	+6,6	56,3	–3,7
	caso peor mínimo (2)	54	–6	62,3	+2,3
	nominal (1)	75	0	–	–
75	caso peor máximo (3)	83,1	+8,1	73,6	–1,4
	caso peor mínimo (2)	67,7	–7,3	75,9	+0,9
	nominal (1)	90	0	–	–
90	caso peor máximo (3)	99,5	+9,5	90	0
	caso peor mínimo (2)	81,2	–8,8	90	0

Angulo de rotación del eje del potenciómetro para un margen de temperatura de 60 a 90°C $= \frac{270\,(70{,}5 - 48{,}1)}{100} = 60{,}48°$.

de –9°C a 90°C. Girando la escala alrededor del eje del potenciómetro hasta que las lecturas sean correctas a 90°C en ambos casos, los errores se reducen a +2,3°C a 60°C y –3,7°C a 60°C.

En muchas aplicaciones termostáticas, no se puede tolerar elegir temperaturas más altas. Por esta razón se debe evitar que el eje del potenciómetro pueda girar más allá de la temperatura más elevada por medio de un tope fijado a la escala. También por esta misma razón se debe corregir la posición angular de la escala a 90°C aunque se obtendría una posición mejor si la corrección se efectuase a 75°C.

La figura 22 muestra las mismas gráficas, pero en este caso la gráfica 2 ha sido desplazada hacia arriba por el mínimo error del caso peor a 90°C. La gráfica 3 ha sido desplazada hacia abajo por el máximo error del peor caso a 90°C. Por lo tanto, la figura 22 representa la precisión del termostato si en cualquier caso se corrige la posición angular del dial a 90°C.

EJEMPLOS DE APLICACION

Diseño completo de un termostato para calentador de agua de 1200 W

Para esta aplicación se consideran tres circuitos principales:

- Un circuito que utiliza un mínimo de componentes exteriores, es decir no se utiliza diodo en serie con el resistor de absorción de red R_d ni tampoco resistor de puerta.
- Un circuito en el que se ha minimizado la disipación en el resistor de absorción de red (R_d) conectando un diodo en serie y utilizando resistor de puerta.
- Un circuito que utiliza un condensador para la absorción de red.

El elemento calefactor eléctrico del agua se alimenta de una tensión eficaz de 220 V y es conmutado por un triac tipo BT138 (el BT138 si P ⩽ 1400 W y el BT139 si P ⩽ 2000 W). Los datos que es preciso conocer para el diseño son los siguientes:

- mínima tensión de puerta que disparará todos los triacs, $V_{GT} = 1{,}6$ V a 0°C;

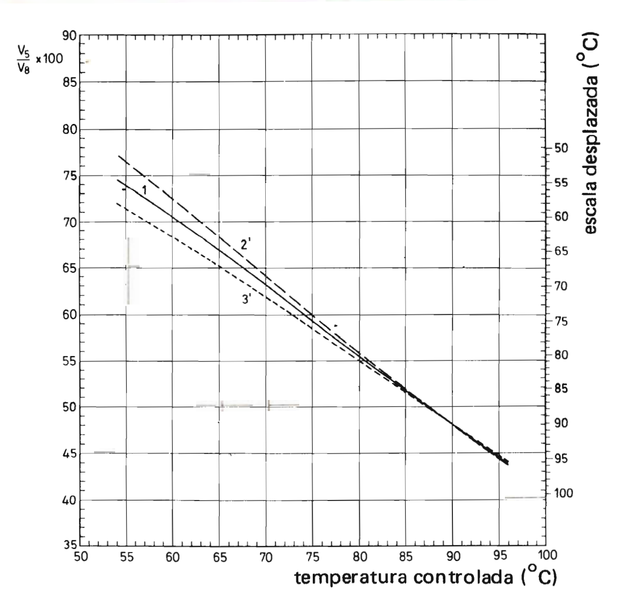
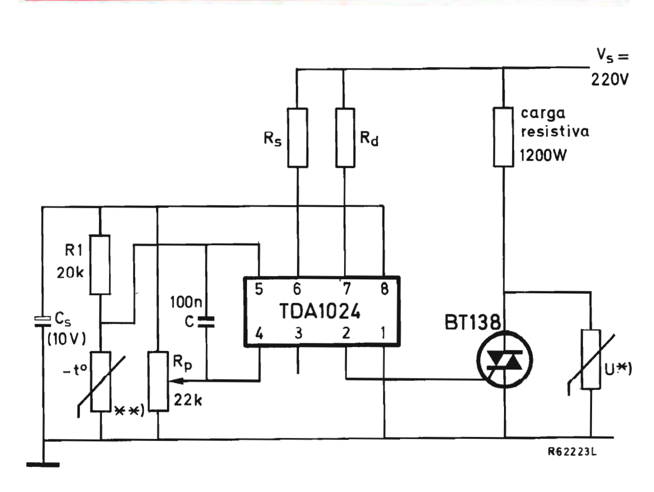


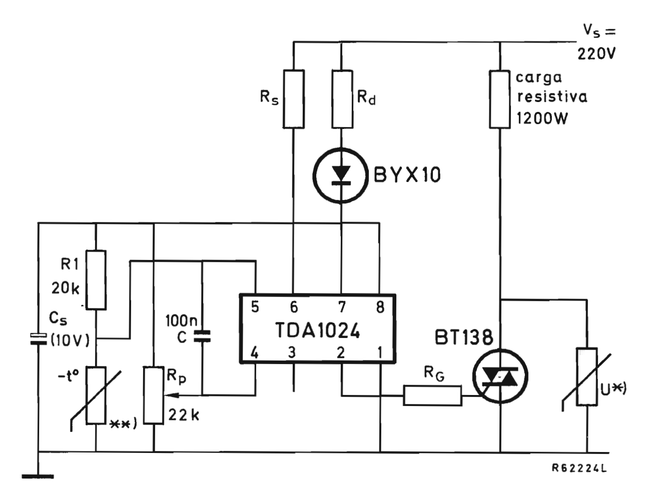
Figura 22. Cálculo de la lectura del dial, nominal y en el peor caso en función de la temperatura, con corrección de la posición angular del dial a 90°C. La gráfica 1 corresponde al nominal y las gráficas 2 y 3 al peor caso mínimo y máximo respectivamente.

– mínima corriente de puerta que disparará todos los triacs, I_{GT} = 72 mA a 0°C;
– máxima corriente de captura, I_L = 60 mA.

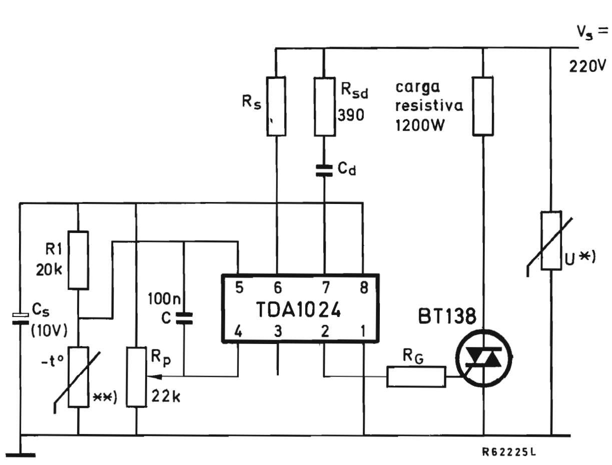
En las figuras 23, 24 y 25 se dan los esquemas de los tres circuitos. El diseño del puente, que es común a los tres circuitos y que es adecuado para control de temperatura ambiente se ha descrito en el apartado anterior. El



*) supresor de impulsos parásitos (VDR): 350 V/1 mA
**) R_{25} = 22 kΩ
Figura 23. Termostato para calentador de agua de 1200 W que cubre el margen de temperatura de 60 a 90°C y utiliza el mínimo número de componentes periféricos.



*) supresor de impulsos parásitos (VDR): 350 V/1 mA
**) R_{25} = 22 kΩ
Figura 24. Termostato para calentador de agua de 1200 W que cubre el margen de temperatura de 60 a 90°C, diseñado para reducir al mínimo la potencia disipada en el resistor de absorción de red R_d.



*) supresor de impulsos parásitos (VDR): 350 V/1 mA
**) R_{25} = 22 kΩ
Figura 25. Termostato para calentador de agua de 1200 W que cubre el margen de temperatura de 60 a 90°C, diseñado para reducir al mínimo la disipación en el circuito de reducción de la tensión de red que utiliza el condensador C_d.

puente puede ser modificado (por ejemplo, ser accionado por un fotoacoplador) mientras la corriente drenada del terminal 8 del TDA1024 no exceda de 1 mA. Si se utilizan cables largos entre el puente detector de temperatura y el resto del circuito, puede ser necesario aumentar la inmunidad al ruido conectando un condensador de 100 nF en paralelo con la salida del puente (entre los terminales 4 y 5 del TDA1024).

En los tres circuitos, no se conecta el terminal 3 del C.I. TDA1024; esto produce una histéresis de conmutación mínima (≈ 0,3°C). La seguridad de los circuitos se mejora utilizando un resistor VDR de óxido de zinc para proteger al triac contra transitorios procedentes de la red. El circuito que utiliza un condensador para la absorción de red (fig. 25) debe estar provisto de un resistor VDR de óxido de zinc en paralelo con la alimentación para evitar que circulen elevadas corrientes a través del terminal 7 del TDA1024 durante la aparición de transitorios procedentes de la red.

Los valores de los componentes y las características de funcionamiento de los tres circuitos figuran en la tabla 2. Todos han sido obtenidos con la ayuda de las fórmulas y gráficos que se dan en este artículo.

Conmutación de cargas resistivas más potentes

Las características térmicas de los triacs tipos BT138 y BT139 limitan su utilización a la conmutación de cargas resistivas de hasta 1400 W y 2000 W respectiva-

Tabla 2. *Valores de los componentes y parámetros del circuito para un termostato de calentador de agua de 1200 W.*

esquema del circuito	Fig. 23	Fig. 24	Fig. 25	unidad
anchura del impulso de disparo t_p (fig. 4)	105	105	105	μs
resistor de sincronización R_S (fig. 6)	180	180	180	kΩ
resistor de puerta R_G (fig. 7)	–	33	33	Ω
corriente media de puerta $I_{2(av)}$ (fig. 12)	5,6	3,7	3,7	mA
mínima corriente de alimentación necesaria I_7(fig. 15)	8,4	6,5	6,5	mA
resistor de absorción de red R_d (fig. 17)	8,2	10	–	kΩ
condensador de filtro C_S (fig. 17)	680	470	470	μF
potencia disipada por R_d (fig. 18)	7,8	3,2	–	W
condensador de absorción de red C_d (fig. 19)	–	–	270	nF
potencia disipada en R_{sd} (fig. 19)	–	–	190	mW

mente. Para conmutar potencias más elevadas, se puede utilizar el triac de alta corriente BTW41 disparado por el C.I. TDA1024.

El BTW41 es un triac de cristal pasivado de 40 A encapsulado en plástico. Los datos necesarios para este componente son:

– mínima tensión de puerta que disparará a todos los triacs, $V_{GT} = 2{,}1$ V a 0°C;
– mínima corriente de puerta que disparará a todos los triacs, $I_{GT} = 95$ mA a 0°C;
– máxima corriente de captura, $I_L = 60$ mA.

Nota. El empleo de un resistor de puerta no reduce en este caso el consumo total de corriente.

Aunque este triac es capaz de conducir 40 A, la máxima potencia que es capaz de manejar está limitada a unos 5000 W, por consideraciones térmicas. Una carga más potente exigirá el empleo de convección por aire forzado y por tanto no será adecuado para aplicaciones domésticas.

El C.I. TDA1024 como conmutador controlado de luz para lámparas

El circuito de la figura 26 es similar a los circuitos termostáticos descritos anteriormente excepto en que el puente de entrada incluye un resistor dependiente de la luz (LDR) en lugar del termistor NTC. En esta aplicación, la tensión de referencia en el terminal 4 del TDA1024 se fija a un valor aproximadamente igual al 35% de la tensión presente en el terminal 8. La sensibilidad del conmutador se determina ajustando el potenciómetro conectado en serie con el resistor LDR. Las características del resistor LDR no son críticas para esta aplicación y son adecuados los tipos de las series 2322 600 93... ó 2322 600 96...

Acoplamiento del C.I. TDA1024 con elementos lógicos

El margen de aplicación del C.I. TDA1024 se puede extender excitándolo a partir de la salida de elementos lógicos. En este apartado se describen los sencillos circuitos de acoplamiento que se necesitan entre la entrada del TDA1024 (terminal 5) y:

– las salidas digitales TTL de la serie 74S00;
– la puerta de acoplamiento HNIL tipo FZH161/4.LI31 de la serie FZ/30;
– las salidas digitales de lógica LOCMOS;
– el fotoacoplador tipo CNY42.

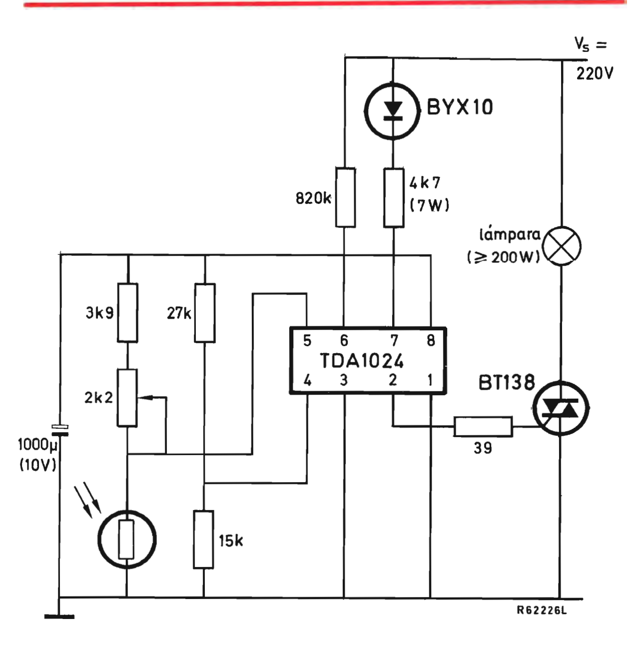


Figura 26. El C.I. TDA1024 como conmutador controlado de luz para una lámpara.

Acoplamiento del C.I. TDA1024 y la salida de circuitos TTL de la serie 74S00

En la figura 27 se da el esquema del circuito de acoplamiento del TDA1024 y una puerta TTL de la serie 74S00 con salida con carga activa (por ejemplo, el tipo SN74S00). La tensión máxima de salida que se especifica para esta serie lógica es de 7 V y los niveles lógicos son $V_{OH\ mín} = 2{,}7$ V y $V_{OL\ máx} = 0{,}5$ V. La serie es compatible con el C.I. TDA1024 y se puede efectuar un acoplamiento directo.

Con el fin de minimizar el consumo de potencia, la corriente drenada por la rama de referencia del puente (R_1 y R_2) se debe restringir a 100 μA. Un valor adecuado para la suma de los valores de estos dos resistores es por lo tanto de 70 kΩ. Para obtener la máxima inmunidad a ruido, la tensión de referencia en el terminal 4 deberá estar situada en la mitad del margen de niveles lógicos, es decir:

$$V_4 = \frac{V_{OH\ mín} + V_{OL\ máx}}{2} \qquad (12)$$

Sustituyendo valores en la ecuación (12) se tiene:

$$V_4 = \frac{2{,}7 + 0{,}5}{2} = 1{,}6 \text{ V}.$$

El valor nominal de R_1 es aproximadamente igual a:

$$R_1 = \frac{70 \times 10^3\ (V_8 - V_4)}{V_8}. \qquad (13)$$

Sustituyendo valores en la ecuación (13):

$$R_1 = \frac{70 \times 10^3\ (6{,}5 - 1{,}6)}{6{,}5} = 52\ 769\ \Omega.$$

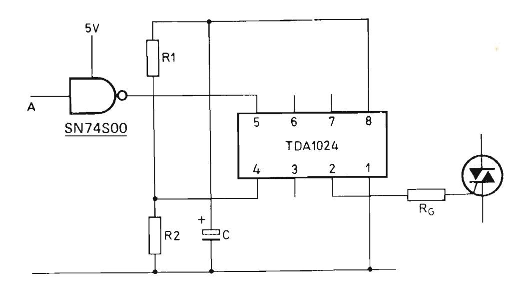


Figura 27. Acoplamiento entre el C.I. TDA1024 con TTL. Cuando la entrada A está en el nivel lógico 1 el triac no conduce; cuando A está en el nivel 0 el triac conduce.

El valor normalizado más próximo es 51 kΩ.

El valor nominal de R_2 es aproximadamente igual a:

$$R_2 = (70 \times 10^3) - (51 \times 10^3) = 19\ 000\ \Omega.$$

El valor normalizado más cercano es 18 kΩ.

La corriente drenada por el puente en el peor caso para $V_8 = 5{,}5$ V es:

$$\frac{V_{8\ mín}}{0{,}95(R_1 + R_2)} = 83{,}9\ \mu\text{A}.$$

Acoplamiento del C.I. TDA1024 con la puerta de acoplo HNIL de la serie FZ/30 tipo FZH161/4.LI31

En la figura 28 se da el esquema del acoplamiento entre el TDA1024 y el FZH161/4.LI31. La etapa de salida de la puerta no tiene carga de colector. Por ello puede ser acoplada con el TDA1024 conectando un resistor de carga (R_3) entre la salida de la puerta y V_8.

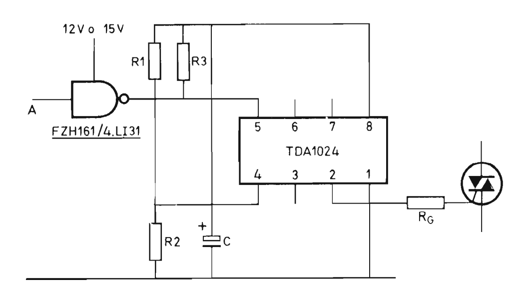


Figura 28. Acoplamiento entre el TDA1024 y la serie FZ/30. Cuando la entrada A está al nivel lógico 1, el triac no conduce; cuando está al nivel 0 conduce.

Al elegir el valor de R_3, es importante asegurarse que el valor es lo suficientemente bajo como para evitar que la corriente máxima drenada por la puerta en estado ALTO ($I_{QH\ máx} = 80\ \mu$A) reduzca la tensión en el terminal 5 del TDA1024 por debajo de $V_8 - 0{,}5$ V. Por lo tanto, el valor máximo de R_3 es:

$$R_{3\ máx} = \frac{0{,}5}{I_{QH\ máx}} = \frac{0{,}5}{80 \times 10^{-6}} = 6250\ \Omega.$$

El valor normalizado más cercano es 6,8 kΩ.

El máximo nivel de salida especificado para la puerta FZH161/4.LI31 en estado BAJO es $V_{QL\ máx} = 0{,}4$ V. El nivel de salida mínimo cuando la puerta está en estado ALTO será aproximadamente de 5 V.

De la ecuación (12):

$$V_4 = \frac{5 + 0{,}4}{2} = 2{,}7 \text{ V.}$$

De la ecuación (13):

$$R_1 = \frac{70 \times 10^3 \,(6{,}5 - 2{,}7)}{6{,}5} = 40\,923\ \Omega.$$

El valor normalizado más cercano es 39 kΩ.

El valor nominal de R_2 es aproximadamente igual a:

$$R_2 = (70 \times 10^3) - (39 \times 10^3) = 31\,000\ \Omega.$$

El valor normalizado más cercano es 33 kΩ.

La corriente drenada por el puente en el caso más desfavorable con $V_8 = 5{,}5$ V es:

$$\frac{V_{8\,mín}}{0{,}95(R_1 + R_2)} + \frac{V_{8\,mín} - V_{QL\,máx}}{0{,}95 R_3}$$

$$= 80{,}4 + 789 = 869\ \mu\text{A.}$$

Acoplamiento entre el C.I. TDA1024 y las salidas lógicas LOCMOS

En la figura 29 se da el esquema del acoplamiento entre el TDA1024 y el excitador inversor/no inversor LOCMOS tipo HEF4049 o HEF4050. Los niveles lógicos especificados son $V_{OH\ mín} = 5$ V, $V_{OL\ máx} = 0{,}5$ V. La mínima corriente disponible en estado ALTO es $I_{OH\ mín} = 700\ \mu$A. Por lo tanto se puede hacer un acoplamiento directo.

De la ecuación (12):

$$V_4 = \frac{5 + 0{,}5}{2} = 2{,}75 \text{ V.}$$

De la ecuación (13):

$$R_1 = \frac{70 \times 10^3 \,(6{,}5 - 2{,}75)}{6{,}5} = 40\,384\ \Omega.$$

El valor normalizado más próximo es 39 kΩ.

El valor nominal de R_2 es aproximadamente igual a:

$$R_2 = (70 \times 10^3) - (39 \times 10^3) = 31\,000\ \Omega.$$

El valor normalizado más próximo es 30 kΩ.

La corriente drenada por el puente en el caso más desfavorable con $V_8 = 5{,}5$ V es:

$$\frac{V_{8\,mín}}{0{,}95\,(R_1 + R_2)} + I_{DD\,máx} + I_{5\,máx}$$

$$= 83{,}9 + 45 + 5 = 133{,}9\ \mu\text{A.}$$

Acoplamiento del C.I. TDA1024 con el fotoacoplador CNY42

En la figura 30 se da el esquema del acoplamiento entre el TDA1024 y el CNY42 conectado en serie con la salida de un elemento lógico. Es un circuito muy útil cuando las normas de seguridad exigen que los circuitos lógicos estén aislados de la red.

Para obtener una corriente a través del diodo de unos 10 mA, el valor de R_4 debe ser:

$$R_4 = \frac{5 - V_f}{10^{-2}} = \frac{5 - 1{,}2}{10^{-2}} = 380\ \Omega.$$

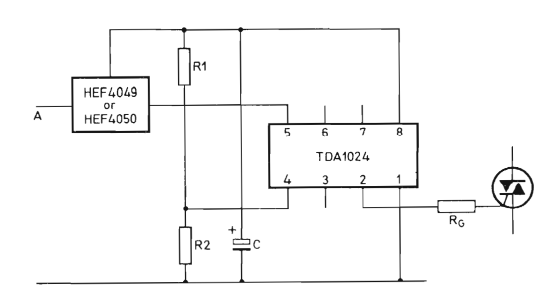


Figura 29. Acoplamiento entre el TDA1024 y LOCMOS. Cuando se utiliza el circuito HEF4049, un estado lógico 1 en A significa que el triac no conduce; un estado lógico 0 en A significa que el triac conduce. Si se utiliza el circuito HEF4050 ocurre todo lo contrario.

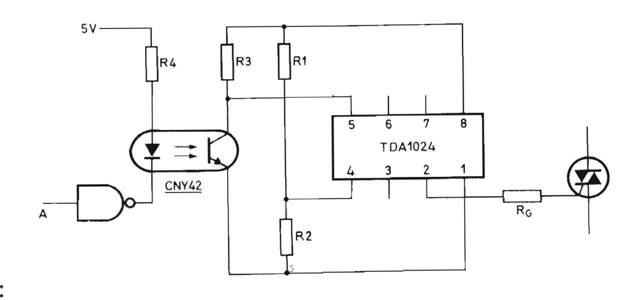


Figura 30. Acoplamiento del TDA1024 con un fotoacoplador en serie. Cuando la entrada A está al nivel lógico 1, el triac no conduce, si A está a nivel 0 conduce.

El valor normalizado más próximo es 330 Ω.

Para asegurar la saturación del transistor con una corriente a través del diodo de 10 mA, se debe limitar la corriente de colector del transistor a 4 mA. Por tanto, el mínimo valor de R_3 es:

$$R_{3\,\text{mín}} = \frac{V_{8\,\text{máx}}}{4 \times 10^{-3}} = \frac{7{,}5}{4 \times 10^{-3}} = 1875\ \Omega.$$

Con el fin de minimizar el consumo de corriente del terminal 8 del TDA1024, se ha elegido para R_3 un valor de 10 kΩ.

Esto da como resultado una corriente máxima de colector (V_8 = 5,5 V) de:

$$I_{C\,\text{máx}} = \frac{V_8}{0{,}95 R_3} = \frac{5{,}5}{9500} = 578{,}9\ \mu\text{A}.$$

El nivel mínimo en estado ALTO en el terminal 5 del TDA1024 es:

$$V_{OH\,\text{mín}} \approx V_{8\,\text{mín}} \approx 5{,}5\ \text{V}.$$

El nivel máximo en estado BAJO en el terminal 5 del TDA1024 es:

$$V_{OL\,\text{máx}} = V_{CE\,\text{sat}} = 0{,}4\ \text{V}.$$

De la ecuación (12):

$$V_4 = \frac{5{,}5 + 0{,}4}{2} = 2{,}95\ \text{V}.$$

De la ecuación (13):

$$R_1 = \frac{70 \times 10^3\,(6{,}5 - 2{,}95)}{6{,}5} = 38\ 230\ \Omega.$$

El valor normalizado más próximo es 39 kΩ.

El valor nominal de R_2 es aproximadamente igual a:

$$R_2 = (70 \times 10^3) - (39 \times 10^3) = 31\ 000\ \Omega.$$

El valor normalizado más próximo es 30 kΩ.

La corriente drenada por el puente en el caso más desfavorable con V_8 = 5,5 V es:

$$\frac{V_{8\,\text{mín}}}{0{,}95\,(R_1 + R_2)} + I_{C\,\text{máx}} + I_{5\,\text{máx}}$$

$$= 83{,}9 + 578{,}9 + 5 = 667{,}8\ \mu\text{A}.$$

En la figura 31 se da el esquema del TDA1024 acoplado con el fotoacoplador CNY42 conectado en paralelo con la salida del elemento lógico. Los valores de los componentes son idénticos a los calculados para el caso anterior, pero la función conmutadora sufre una inversión.

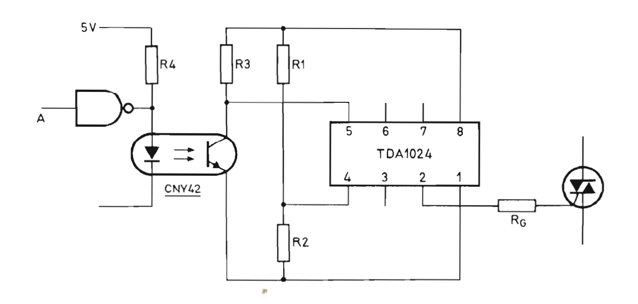


Figura 31. Acoplamiento del TDA1024 y con un fotoacoplador en paralelo. Cuando la entrada A está al nivel lógico 1, el triac conduce, cuando está al nivel 0 no conduce.

REDES 125/220V ?

AMORTIGUADOR DE LUZ UTILIZANDO EL TRIAC BT138

En este artículo se da una sencilla aplicación del triac BT138: un amortiguador de luz adecuado para ser utilizado en el hogar.

Los amortiguadores de luz, antes exclusivos de las salas de espectáculos, se emplean ahora mucho en el hogar. Por tanto, es necesario procurar que las partes componentes de estas unidades sean simples y seguras de manera que sean compatibles con su ambiente.

Esto se consigue con el triac BT138. En primer lugar, este triac tiene una capacidad de corriente de pico no repetitiva en estado conductor de hasta 90 A, lo que significa que puede resistir fácilmente los impulsos de corriente de entrada que se producen cuando se conecta una lámpara fría. También puede resistir los transitorios bidireccionales de alta tensión y un gran número de ciclos térmicos. Además, su baja impedancia térmica minimiza las necesidades en cuanto a disipador de calor.

En la figura 1 se representa un sencillo circuito de un amortiguador de luz que emplea el triac BT138. El triac BT138 es el elemento de control de potencia. Aquí, el triac es disparado por medio de un diac, elemento bidireccional controlado por la tensión a través de C_2. La diferencia de fase entre la onda senoidal de la tensión de red y la tensión a través de C_2 (y, por tanto, el ángulo de disparo del triac y la intensidad de la lámpara) está determinada por el ajuste del potenciómetro R_2.

La resistencia del diac es prácticamente infinita mientras la tensión a través del mismo permanece dentro de los límites de la tensión de ruptura $-V_{BO}$ a $+V_{BO}$. Cada semiciclo de la onda senoidal de red carga a C_2 a través de R_1, R_2 y R_3 hasta que la tensión que está siendo aplicada al diac alcanza uno de sus niveles de ruptura. El diac pasa entonces a conducción y C_2 se descarga a través de la puerta del triac, cebándolo. Si las tensiones $-V_{BO}$ y $+V_{BO}$ son iguales y opuestas, el triac se dispa-

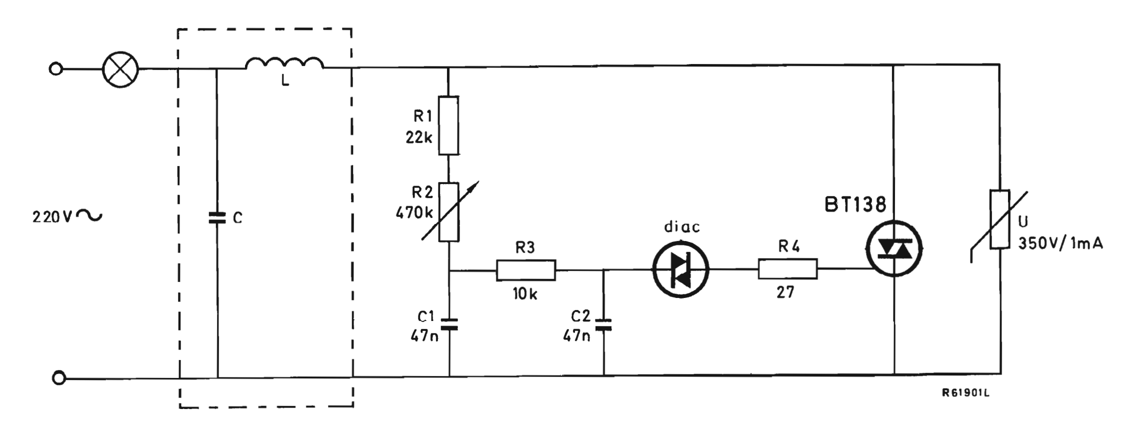


Figura 1. Circuito amortiguador de luz que incluye un filtro de R.F.I.

rará con el mismo retardo tanto después de iniciar el semiciclo positivo como el negativo. Si en el circuito no hubiera C_1, la tensión a través de C_2 cambiaría bruscamente después del disparo y determinaría una alteración progresiva de la relación de fase entre la onda senoidal de red y la tensión a través de C_2. Esto ocasionaría un indeseable efecto de histéresis. La tensión a través de C_1 restablece parcialmente la tensión a través de C_2 después del disparo y con ello reduce al mínimo el efecto de histéresis. La anchura y amplitud de los impulsos de disparo se mantienen constantes mediante el resistor de puerta R_4. El resistor VDR de óxido de zinc reduce al mínimo la posibilidad de que el triac resulte perjudicado por los transitorios de alta tensión que se pueden superponer a la tensión de alimentación de red.

Aunque el triac BT138 es capaz de conmutar potencia muy alta, la carga del amortiguador se debe limitar para reducir al mínimo la distorsión de la red y limitar la disipación de calor a un nivel compatible con el montaje empleado. Una carga máxima práctica es 600 W. Un amortiguador manual, situado en aire libre, tiene la mayor capacidad de disipación de calor. Un amortiguador montado en una pared en lugar del interruptor convencional tiene una reducida capacidad de disipación de calor y, por tanto, debe diseñarse cuidadosamente con arreglo a las condiciones térmicas.

Una variación de circuito que puede ser obligatoria es la incorporación del filtro de interferencia de radiofrecuencia (R.F.I.) representado dentro del recuadro de trazos en la figura 1. Los valores de los componentes del filtro dependerán del montaje empleado. En prototipos ha resultado satisfactorio un condensador de 0,15 μF y un inductor de 2,5 μH con un factor Q menor que la unidad, como se muestra en la figura 2.

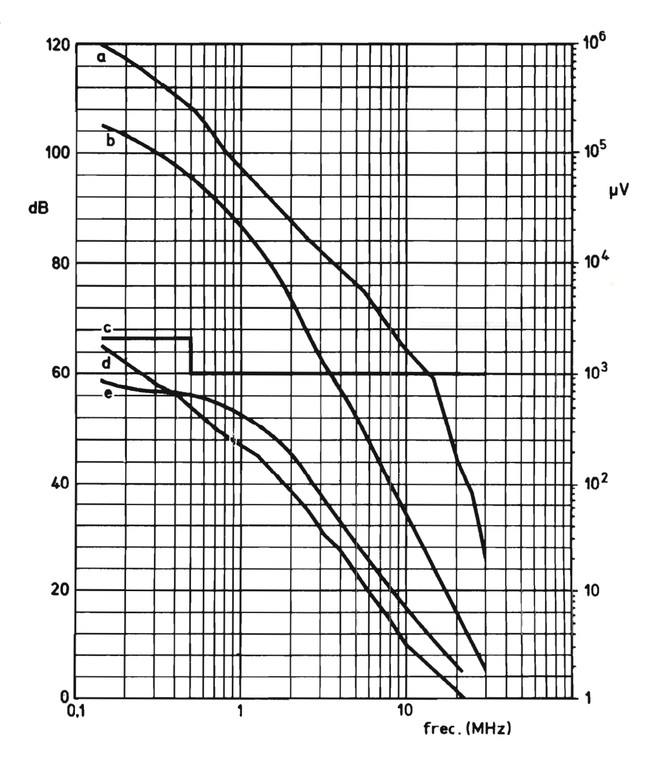


Figura 2. Tensión de ruido en la alimentación de red. Las curvas a y b han sido trazadas para lámparas de 550 W y 25 W respectivamente sin el empleo de la red de filtro de interferencia de radiofrecuencia. La curva c es el límite de la especificación C.I.S.P.R. (Comité International Spécial des Perturbations Radioélectrique) y las curvas d y e representan las mismas cargas con el circuito de filtro.

TELEVISION EN COLOR DE PANTALLA GRANDE CON DESVIACION DE 110° AUTOCONVERGENTE

Debido a los problemas optoelectrónicos asociados con la desviación y convergencia del haz en tubos de imagen con máscara perforada, particularmente los de ángulo de desviación de 110° que se han generalizado para la mayoría de los dispositivos europeos, se ha hecho evidente por sí misma una nueva tendencia de diseño del tubo imagen y del sistema de desviación, no sólo en Europa sino también en otras zonas de fabricación y mercado de televisores. La disposición triangular de los cañones electrónicos que ha dominado desde la introducción del tubo con máscara está dando paso rápidamente a una disposición de éstos en línea. Uno de los ejemplos más avanzados de esta tendencia (adecuado para pantallas grandes y amplios ángulos de desviación) es la combinación del tubo de imagen y yugo de desviación introducidos en 1974 bajo la designación 20AX. Este se ofrece en 26, 22 y 18 pulgadas de tamaño de pantalla, utilizando todos una circuitería considerablemente simplificada y prescindiendo de la complicada convergencia dinámica que se requiere usualmente en los receptores de televisión en color. Una explicación de aquellas características en las que el sistema 20AX difiere de un sistema convencional de cañones en delta, servirá para explicar algunas de las ventajas que ofrece.

1. DESVIACION Y CONVERGENCIA

En un tubo de imagen de cañones en delta, los campos magnéticos que desvían los tres haces ocasionan convergencia (figura 1). Para corregir estos errores, tres electroimanes colocados alrededor del cuello del tubo cambian selectivamente las direcciones de los haces durante la desviación. Las correcciones necesarias aumentan con la desviación y de forma distinta para cada haz. Normalmente, hay que hacer por lo menos doce ajustes; para tubos con desviación de 110° se necesitan usualmente 15 a 18 ajustes.

1.1. Orígenes de la falta de convergencia

Las principales propiedades de un campo de desviación que determinan sus características de convergencia son, la curvatura del campo, el astigmatismo y el coma.

La curvatura del campo da lugar al retroceso del punto de convergencia de la pantalla durante la desviación. En un tubo de cañones en delta, la traza de los haces desviados en la pantalla es un triángulo equilátero (figura 2).

El astigmatismo da lugar a que se separe el punto de convergencia en una línea focal horizontal y una vertical;

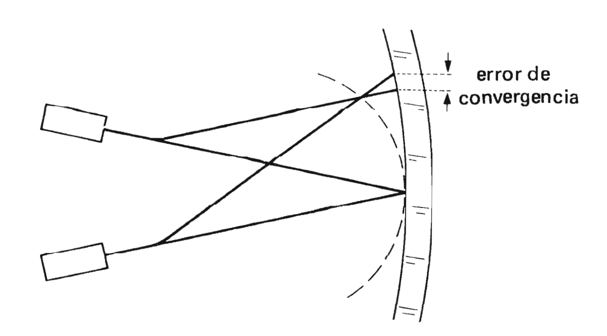


Figura 1. Falta de convergencia debida a la desviación.

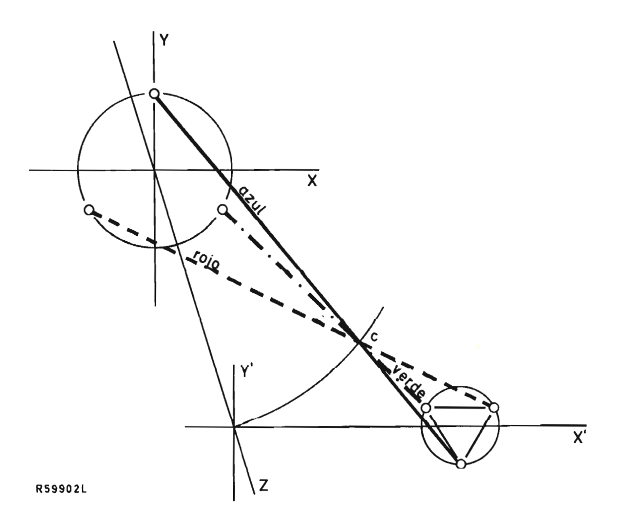


Figura 2. Error de convergencia debido a la curvatura del campo imagen *c*. XY es el plano del campo de desviación, X'Y' la pantalla.

una de ellas está detrás y la otra delante de la posición que ocuparía el punto de convergencia (véase la figura 3). Entonces, el triángulo de puntos en la pantalla es isósceles en vez de equilátero.

El coma distorsiona los triángulos de puntos tal como se muestra en la figura 4. Este necesita una correlación lateral del haz azul durante la desviación horizontal ("corrección lateral azul") y correcciones radiales asimétricas de los haces rojo y azul durante la desviación vertical.

Normalmente el campo tiene un radio de curvatura aproximadamente igual a la longitud efectiva del campo de desviación. En la práctica, ésta es demasiado corta para hacerla coincidir con la pantalla, por lo que en un tubo de cañones en delta siempre se necesitan las correcciones dinámicas. Además, debido al astigmatismo y al coma, las correcciones necesarias para los tres haces son desiguales.

1.2. Convergencia automática debida al elevado astigmatismo

En 1954, J. Haantjes y G. J. Lubben demostraron que se simplifica el problema de convergencia adoptando una disposición diferente de los cañones electrónicos. Su propuesta estaba basada en el hecho de que la curvatura del campo imagen puede compensarse aumentando el astigmatismo de tal forma que elimine la convergencia, por ejemplo, en la dirección horizontal a costa del aumento

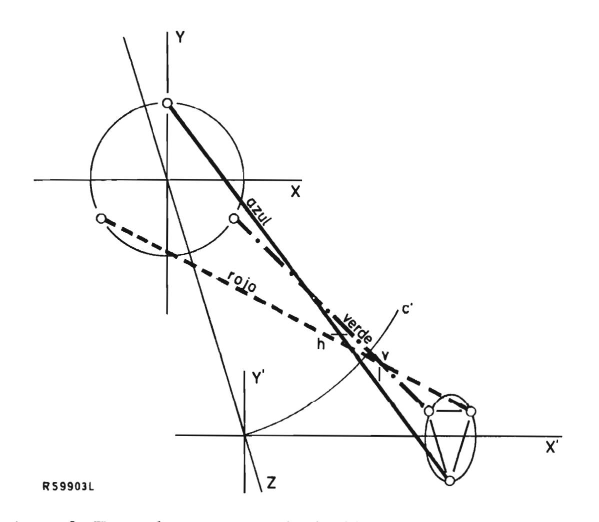


Figura 3. Error de convergencia debido a la curvatura del campo y al astigmatismo combinados. Las líneas focales vertical v y horizontal h están en lados opuestos del campo curvado c'. (Ya que hay un verdadero punto de convergencia, c', se toma aquí como el lugar del círculo de mínima confusión.)

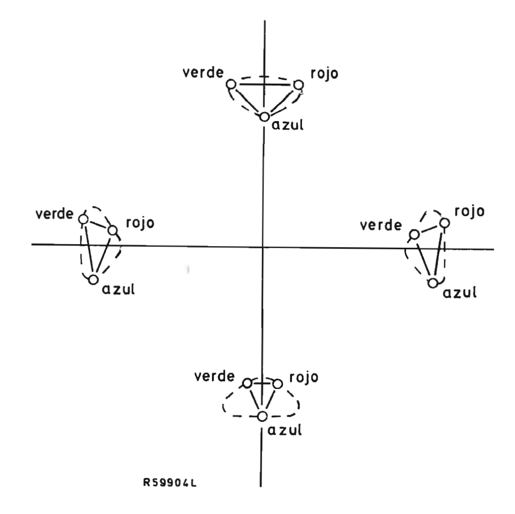


Figura 4. Distorsión de los triángulos de puntos en la pantalla debido al efecto coma.

del astigmatismo en la dirección vertical. (Para conseguir esto en cualquier lugar de la pantalla, los astigmatismos de los dos campos deben tener signo opuesto.) El resultado es equivalente a hacer coincidir la línea focal ν de la figura 3 con la pantalla para todos los ángulos de desviación. Por tanto, para eliminar la convergencia vertical es suficiente colocar los cañones electrónicos alineados en una línea horizontal imaginaria en lugar de la delta usual, eliminando con ello la base geométrica para convergencia vertical (véase la figura 5). De esta forma, se eliminan los errores debidos al astigmatismo así como a la curvatura del campo imagen.

Consideremos ahora el coma. En un sistema de tres cañones en línea, el coma debido a la desviación horizontal desplaza horizontalmente el punto formado por el haz electrónico central respecto a los otros dos; el coma debido a la desviación vertical lo desplaza verticalmente (fig. 6). Estos errores se evitan mediante un especial diseño de la distribución del campo de desviación.

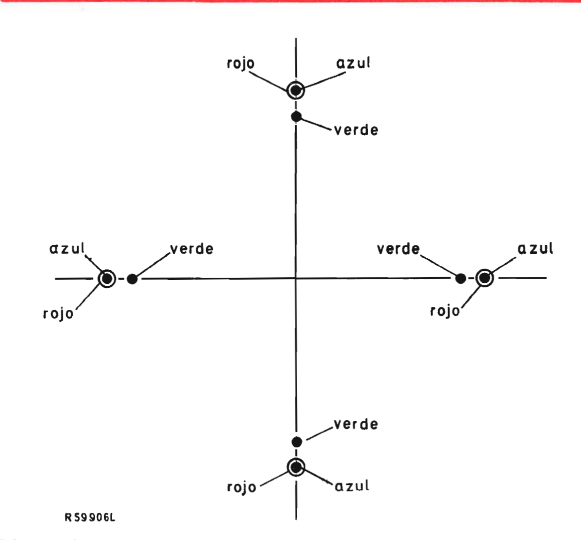


Figura 6. Error de convergencia debido al coma en un tubo con cañones de electrones en una línea.

2. DISTRIBUCION DEL CAMPO

El astigmatismo y el coma dependen de la distribución del campo de desviación. Para un estudio cualitativo de la dependencia, el campo puede considerarse en dos partes, una próxima a los cañones electrónicos y la otra cerca de la pantalla.

El astigmatismo depende prácticamente de la parte próxima a la pantalla. Si la distribución del campo es homogénea (véase la figura 7), el astigmatismo es prácticamente nulo; distribuciones en barril y en cojín producen astigmatismos de signo opuesto. Para la convergencia automática de los haces de los tres cañones en una línea horizontal, en la parte próxima a la pantalla, el campo de desviación horizontal debe tener forma de cojín y el campo de desviación vertical forma de barril.

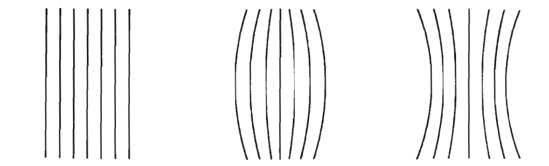


Figura 7. Tres tipos de distribución del campo de desviación horizontal: de izquierda a derecha, homogénea, de barril y de cojín.

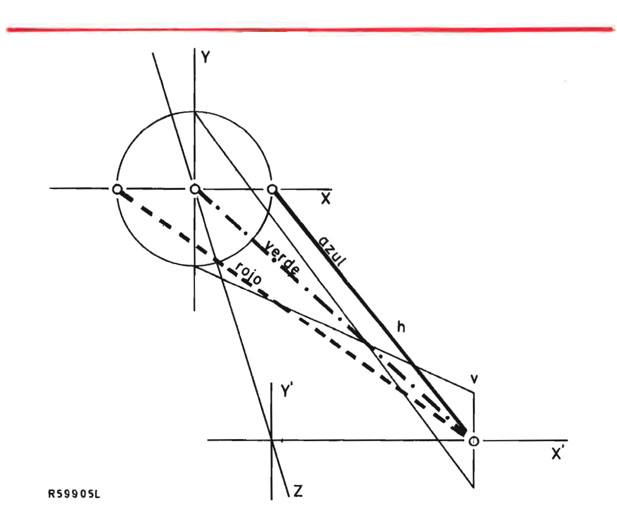


Figura 5. Convergencia automática debida al elevado astigmatismo. La línea focal vertical ν coincide con la pantalla durante la desviación, pero debido a la disposición coplanaria de los cañones electrónicos no tiene extensión vertical.

El coma depende de la distribución de ambas partes del campo. Una forma de minimizarlo sería hacer que el campo sea totalmente homogéneo, pero se opondría al requisito de astigmatismo. Otra forma consiste en diseñar los campos de desviación horizontal y vertical de modo que, en cada uno de ellos, las contribuciones al coma de ambas partes del campo anulen las del otro; es decir, si la distribución es en forma de cojín en una parte del campo, en la otra parte debe ser en forma de barril (véase la figura 8).

En 1969 se desarrolló un sistema en el que se utilizaba un devanado de cuatro polos en el yugo de ferrita para obtener el astigmatismo requerido, éste se excita mediante corrientes parabólicas a frecuencia de línea y cuadro. En este sistema, no se presentan errores de coma. Tal solución no es tan atractiva como aquella en la que se

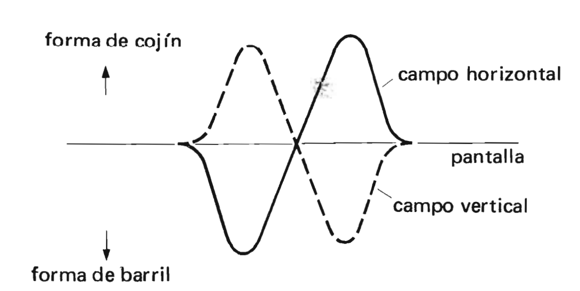


Figura 8. Variación axial de los campos de desviación horizontal y vertical en un sistema autoconvergente libre de coma.

diseñaba el campo de desviación para suprimir el coma. Otra posibilidad consiste en colocar elementos magnéticos encima del extremo de salida del conjunto de cañones para modificar allí la distribución del campo. Sin embargo, el efecto de tales distribuciones del campo depende de la posición de la bobina de desviación con respecto al cañón; la mejor posición para la convergencia no es necesariamente la mejor para la pureza de color. Además, esta forma de corregir los errores de coma da lugar al desenfoque asimétrico de la desviación de los haces exteriores si no se hace nada para corregir la distorsión adicional del impacto de los haces exteriores que también se presenta debido al error de coma del campo de desviación. Los campos de desviación libres de coma no muestran este tipo de error, lo cual es una nueva razón de que se prefieran estos.

3. DISEÑO DEL SISTEMA DE DESVIACION

En el diseño de las bobinas de desviación, los puntos principales que se deben tener en cuenta son:

– la forma que debe tener cada bobina para obtener la distribución del campo requerida; y
– como asegurar una exacta reproductibilidad de las bobinas en la fabricación.

3.1. Configuración de la bobina

La relación entre la distribución del campo y la forma de la bobina puede describirse sobre la base de una única bobina que consta de dos devanados de una espira (figura 9). Un parámetro importante de diseño es el ángulo α que se tiene para cada devanado. Si $\alpha \approx 120^\circ$, el campo próximo al eje es homogéneo; $\alpha > 120^\circ$ da un campo en cojín, y $\alpha < 120^\circ$ un campo con forma de barril. Para producir el tipo de distribución de campo requerida para un sistema autoconvergente en línea sin coma, el ángulo α tiene que variar a lo largo de cada bobina de desviación. En la bobina de desviación horizontal, debe aumentar desde unos 90° en el extremo de la bobina más cercana al cañón hasta 150° en el extremo de la bobina más cercana a la pantalla. En la bobina de desviación vertical se requiere la variación opuesta, desde un ángulo grande en el extremo del cañón hasta uno pequeño en el extremo de la pantalla.

Esta descripción sólo tiene en cuenta los términos de orden más bajo en las ecuaciones del campo producido por un par de devanados de una sola espira. Las ecuaciones contienen también gran número de términos de orden elevado. Debido a ellas, efectos indeseables pueden ser controlados añadiendo más espiras a cada devanado y eligiendo cuidadosamente sus posiciones y ángulos subtendidos. En el diseño final cada bobina consta de un número grande de espiras distribuidas de acuerdo con un modelo preciso que varía desde el extremo de la bobina cercano al cañón hasta el extremo cercano a la pantalla.

3.2. Fabricación de la bobina

La fabricación de estas bobinas, en grandes cantidades y con la exactitud requerida, presenta ciertas dificultades. Las bobinas de forma compleja pueden arrollarse en guías especialmente diseñadas utilizando maquinaria automática para bobinar. A pesar de que los parámetros usuales del devanado, tales como tensión de hilo, temperatura, fricción y velocidad del devanado, están muy controlados, se puede tener más variación entre las bobinas producidas que las que se pueden tolerar en un sistema autoconvergente en línea. Una forma efectiva de mantener tal variación dentro de límites aceptables es la técnica de devanado seccionado que se introdujo hace pocos años para la fabricación de bobinas de desviación para cañones en delta.

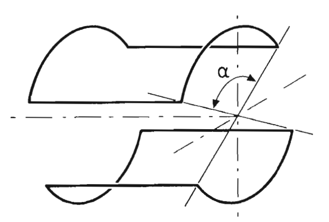


Figura 9. Bobina de desviación horizontal que consta de dos devanados de una espira; el ángulo α que se tiene para cada devanado es un parámetro crítico de diseño.

El principio del devanado seccionado consiste en dividir las partes críticas de cada bobina en tantas secciones como se necesite para asegurar la precisión requerida, y para hacer que el punto de comienzo y el número de espiras de cada sección sea completamente independiente de los que estaban arrollados antes. Esto puede hacerse insertando patillas señaladoras separadas en la guía al avanzar el devanado, cada patilla sirve para establecer el punto de comienzo de la nueva sección. La técnica es de valor no sólo en la fabricación de bobinas de desviación de pequeña tolerancia sino también en su diseño y desarrollo. La figura 10 muestra una bobina arrollada seccionalmente para un tubo de imagen de cañones en delta y la figura 11 muestra las bobinas arrolladas seccionalmente para un sistema 20AX; en la tabla 1 se dan las particularidades eléctricas de estas últimas.

¿Por qué no un yugo toroidal? A simple vista un yugo de este tipo se utiliza para mejorar la fabricación de precisión. Se requieren menos espiras y cada una de ellas puede estar precisamente colocada por peines anulares delante y detrás del anillo de ferrita. El contenido de material es comparativamente pequeño y la fabricación es fácil de mecanizar.

Sin embargo, por su atractiva simplicidad, un yugo toroidal tiene algunas limitaciones importantes:

- la impedancia es baja debido al pequeño número de espiras, lo cual impone restricciones innecesarias al diseño del circuito;

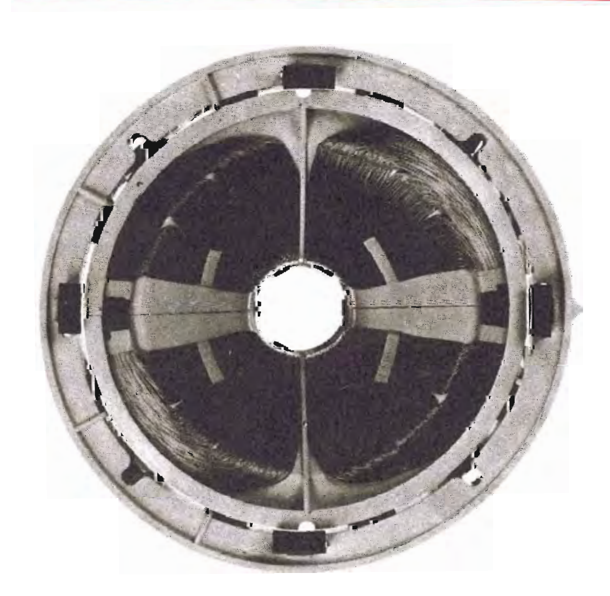


Figura 10. Circuito de desviación para un tubo de imagen de 110° de cañones en delta, mostrando la bobina de desviación horizontal arrollada seccionalmente.

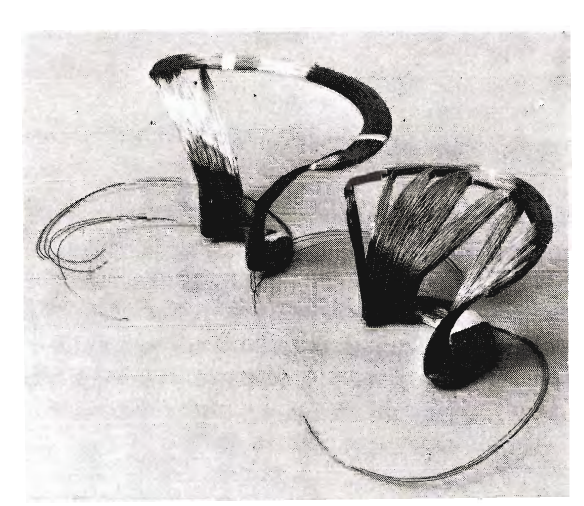


Figura 11. Bobinas de desviación arrolladas seccionalmente del sistema 20AX, separadas. A la izquierda, la bobina de desviación horizontal, a la derecha, la bobina de desviación vertical.

- el elevado campo disperso disminuye la sensibilidad de la desviación y tiende a producir interferencias en los circuitos cercanos;
- el fuerte acoplamiento entre las bobinas de desviación horizontal y vertical hace difícil la utilización de la excitación por corriente diferencial para la compensación de la tolerancia;
- en la mayoría de los yugos toroidales, las espiras tienen que estar en capas en la última parte del devanado y esto tiende a disminuir la precisión.

Pero la desventaja fundamental es que queda severamente restringida la libertad del diseño. Otra desventaja es la forma del núcleo, el único parámetro de diseño es la posición angular de las espiras; ya que la posición no debe asignarse a más de una espira, las bobinas de desviación horizontal y vertical no pueden diseñarse unas independientes de las otras.

Estudios realizados sobre el diseño indicaban que estas limitaciones hacen que un yugo toroidal sea poco práctico para generar las distribuciones de campo requeridas en el sistema 20AX. Parámetros adicionales de diseño ha-

Tabla 1. Características de las bobinas de desviación 20AX.

	bobina desviación horizontal	bobina desviación vertical
inductancia	1,18 mH	35 mH
resistencia (a 25°C)	1,20 Ω	3,26 Ω
corriente pico a pico	6,2 A	3,41 A
energía, potencia	5,7 mJ	3,8 W

brían sido necesarios sumando la complejidad del yugo y de su maquinaria de bobinado e incrementando el precio final.

3.3. Forma de la trama

En comparación con un sistema de cañones en delta, los campos de desviación requeridos en un sistema autoconvergente en línea dan mayor distorsión Este-Oeste en la trama pero menor distorsión Norte-Sur. Esta última puede reducirse aún más tratando la forma del anillo de ferrita como un parámetro adicional de diseño. En la unidad de desviación 20AX, los cortes exteriores del anillo en el extremo cercano al cañón, se colocan de modo que afecten sólo al campo de desviación vertical (figura 12), dando una forma a la trama Norte-Sur que es totalmente aceptable sin más corrección. El 13% de distorsión Este-Oeste de la trama se corrige por medio del circuito modulador de la corriente de desviación convencional.

3.4. Montaje mecánico

Además de las medidas tomadas para mantener los devanados de las bobinas de desviación con las mínimas tolerancias posibles, se presta especial atención a su conjunto. Las bobinas están montadas en un casco de plástico dividido que incorpora piezas modulares para la localización de cada devanado y para asegurarlos en la correcta posición con respecto al anillo de ferrita. La unidad que comprende las bobinas y el anillo de ferrita está montada de forma que puede ajustarse (figura 13) en una carcasa que se fija al cuello del tubo y encaja en un saliente centrado moldeado en el cono. Sólo se realizan dos ajustes: rotación de $\pm 7^{\circ}$ para alinear la trama, y 6 mm de desplazamiento axial para la pureza de color; se fija la unidad encerrada en la carcasa en la posición deseada.

No se hacen previsiones para inclinar el yugo o desplazarlo radialmente. Aunque de esta forma sería posible corregir ciertos errores de convergencia, se introducirían inevitablemente otros errores y se necesitaría un compromiso.



Figura 12. Anillo del yugo de ferrita 20AX, mostrando uno de los cortes exteriores que conforma el campo de desviación vertical.

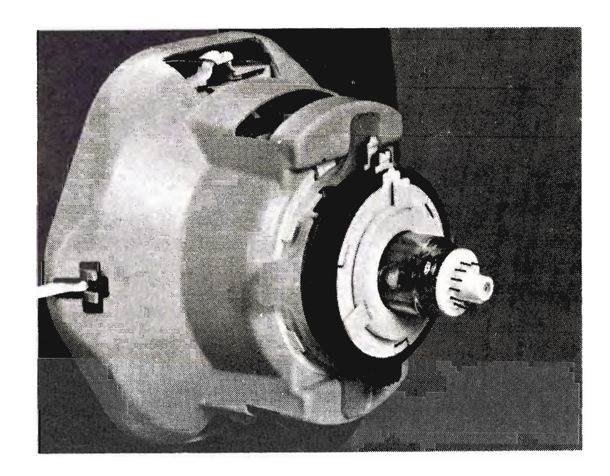


Figura 13. Equipo de desviación del sistema 20AX.

3.5. Correcciones estáticas

Para ajustar la pureza de color, la convergencia estática, y la rectitud de las líneas de la trama, se desvían previamente los haces de electrones por medio de un sistema que asegura un mínimo acoplamiento con el campo de desviación, mínima interacción con otras correcciones y simplicidad de ajuste. El elemento esencial del sistema es un par de anillos de plastoferrita acoplados mediante engranajes de piñón (figura 14). Al girar ambos anillos a la vez (por medio del portador del piñón) el campo magnético gira; al girarlos igual y en sentido opuesto su intensidad varía.

Un par de anillos, magnetizados como un bipolo vertical, ajusta la pureza de color en la dirección horizontal. Otro par, magnetizado como un bipolo horizontal, corrige cualquier falta de alineamiento que pueda haber entre los haces y el eje del sistema tubo-yugo. Debido al fuerte astigmatismo del campo de desviación horizontal esta falta de alineamiento podría producir por otro lado la curvatura del eje horizontal de la trama.

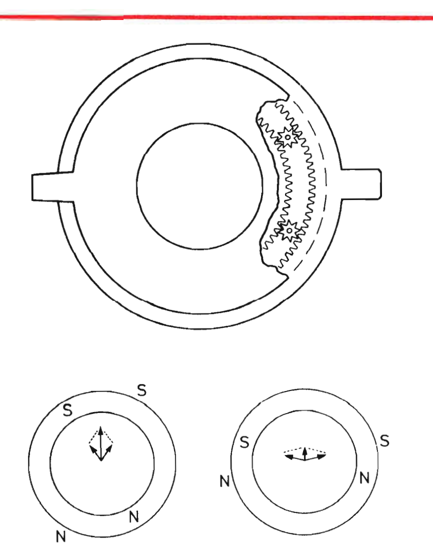


Figura 14. Anillos magnéticos concéntricos que se utilizan en la unidad de corrección estática (mostrando los piñones de acoplamiento).

Se proporcionan dos pares de anillos, uno magnetizado como un tetrapolo y el otro como un exapolo, para la convergencia estática. El ajuste del par tetrapolar desvía previamente los haces exteriores en direcciones iguales y opuestas y el ajuste del par exapolar los desvía previamente en la misma dirección, haciendo posible que coincidan los tres haces.

Los cuatro pares de anillos se juntan en una unidad compacta que se fija al cuello del tubo de imagen detrás del yugo de desviación (figura 13).

4. DISEÑO DEL TUBO DE IMAGEN

La diferencia externa entre un tubo de imagen 20AX y un tubo de 110° de cañones en delta es pequeña, sólo se puede considerar un cuello 2 cm más corto y la bobina de desviación que se centra en los salientes moldeados en el cono. Internamente las diferencias están en todas las partes esenciales del tubo: pantalla, máscara perforada y cañones electrónicos.

4.1. Pantalla y máscara perforada

Al igual que la mayoría de los otros tubos de imagen con cañones electrónicos en línea, el tubo 20AX tiene una pantalla que consta de bandas verticales de fósforo, disposición que tiene la ventaja de estar totalmente libre de errores de incidencias en la dirección vertical. Sin embargo, para obtener la misma perfección aparente de la estructura de la imagen que en un tubo de cañones en delta, el espacio horizontal entre las bandas de igual color de tríadas adyacentes tiene que ser aproximadamente igual que el espacio horizontal entre las líneas verticales de los mismos puntos coloreados en una pantalla convencional (véase la figura 15). Esto significa que el ancho de cada banda debe ser aproximadamente igual a la mitad del diámetro de un punto de fósforo convencional. Por tanto, el valor absoluto de la reserva de incidencia horizontal es aproximadamente la mitad. La desventaja de esto debe ponderarse frente a la ventaja de la reserva ilimitada de incidencia vertical.

Otra ventaja de la aplicación de los fósforos en bandas verticales es que la reserva de incidencia no se reduce por distorsión de la tríada. Las lentes de corrección utilizadas durante la exposición de la pantalla pueden diseñarse de modo que los centros de los puntos del haz de electrones coincidan con los centros de las bandas de fósforo. Por supuesto, si las máscaras se calientan mediante bombardeo de electrones en las zonas brillantes de la imagen, se afectará la incidencia del haz. El haz rojo pasará parcialmente al fósforo azul, el haz verde parcialmente al fósforo rojo y el haz azul parcialmente al fósforo verde. Por lo tanto, el blanco permanecerá blanco. (Esto es estrictamente cierto sólo para blanco con una relación de corriente 1:1 y condiciones geométricas idealizadas, pero bajo otras condiciones, la ventaja es igualmente bastante notable.)

Como en la mayoría de los tubos de imagen de color de 110° europeos, el protector magnético es interno. La ventaja de la ilimitada reserva de incidencia vertical per-

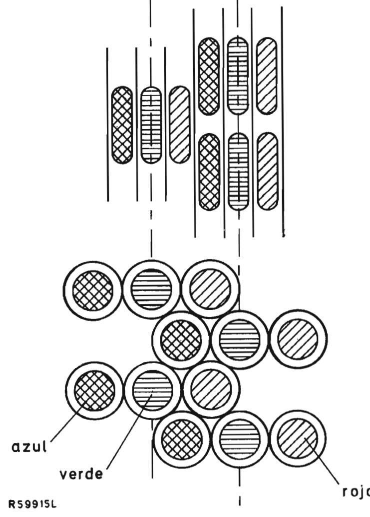


Figura 15. Pantalla de puntos comparada con una pantalla de bandas de igual pureza aparente.

mite poner las bobinas de desmagnetización encima y debajo del cono del tubo en lugar de a los lados. De esta forma la componente vertical de los campos magnéticos residuales que puede producir errores de incidencia horizontal se elimina más efectivamente. Además, ya que el material de la máscara es contínuo en la dirección de las líneas del campo (véase la figura 16), se necesita menos fuerza electromotriz para la desmagnetización. En efecto, se ha reducido el número de amperios-vuelta en las bobinas de desmagnetización del usual 500 a 300.

La mejora de la desmagnetización no implica que un tubo en línea sea menos sensible a perturbaciones de campos magnéticos externos. Por el contrario, colocando los cañones en un plano se reduce el espacio entre cañón y cañón en un 20%. Esto junto con la eliminación de la convergencia dinámica, hacen que el ángulo entre haces adyacentes en los extremos de la pantalla sea un 50% menor que en un tubo de cañones en delta. Dividiendo este ángulo por la mitad, se dobla la sensibilidad a campos magnéticos externos, ya que el ángulo entre haces al pasar a través de un hueco de la máscara, es la base para la selección de color. Principalmente por esta razón se decidió no reducir de nuevo el ángulo de selección de color adoptando un diámetro del cuello menor que 36,5 mm. Además, la experiencia ha demostrado que este diámetro de cuello proporciona características muy satisfactorias de la MAT y del tamaño del punto.

Ponderando los factores favorables para la incidencia del haz –ilimitada reserva de la incidencia vertical, mejor tipo de incidencia en los extremos de la pantalla y el efecto "el blanco permanece blanco" –frente a los desfavorables –zonas de fósforo más estrechas, menor ángulo de selección de color– llegamos a la conclusión de que el tubo 20AX contendría la misma reserva de incidencia que un tubo de cañones en delta, la transmisión de máscara proporcionada era invariable (incluyendo la usual disminución de la transmisión desde el centro al extremo). Por esto, el brillo de la pantalla 20AX es exactamente el mismo que el de los tubos de cañones en delta.

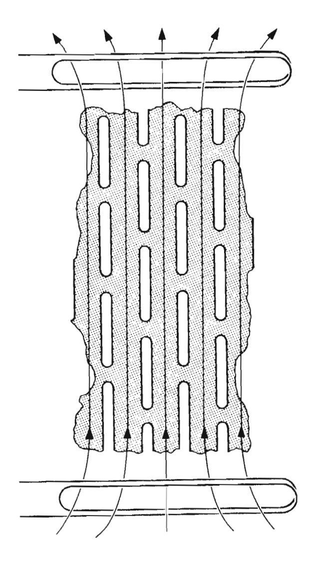


Figura 16. Dirección del campo de desmagnetización con respecto a la máscara perforada en un tubo 20 AX.

4.2. Cañones de electrones

La eliminación de las piezas polares (normalmente requerido para convergencia dinámica) en el extremo del cañón, junto con un pequeño acortamiento del propio cañón, hacen que el tubo sea 2 cm más corto que el normal. Las tolerancias de fabricación y montaje se han estrechado de forma que la extensión en la que los haces convergen estáticamente en el centro de la pantalla, ha aumentado, permitiendo que se supriman los circuitos de compensación de desplazamiento. Los cátodos son de un tipo que hace posible que aparezca la imagen antes de los 5 segundos de la conexión.

La secuencia en la que están colocados los cañones se diseña de modo que reduzca al mínimo los efectos de los pequeños errores de convergencia residual. Si tales errores se presentan, es normal que el punto de incidencia del haz central permanezca entre los otros dos. El ojo es más sensible a los errores de convergencia entre el verde y el rojo o entre el verde y el azul, que a los errores de convergencia entre el rojo y el azul. Por ello, se ha puesto el cañón verde en el centro.

Un importante aspecto del diseño del cañón electrónico es su relación con la definición de imagen. En un tubo de cañones en delta, el campo de desviación sobrefocaliza el haz de modo que un punto nítido en el centro de la pantalla se hace borroso en los extremos (véase la figura 17a). En un tubo con cañones en línea, el campo de desviación no sólo hace que converjan los tres haces sino que también focaliza cada haz horizontal tal como se muestra en la figura 17b: después de la desviación, el haz forma un punto aplanado verticalmente y ensanchado horizontalmente y tiene un pronunciado saliente vertical.

Para contrarrestar este efecto, se deberían hacer los cañones electrónicos deliberadamente astigmáticos. Se introduce una placa con una ranura horizontal en la segunda rejilla para reducir la altura del haz en el campo de desviación. Esto reduce considerablemente la dimensión vertical del haz durante la desviación, mientras que el alargamiento vertical que sufre el punto en el centro

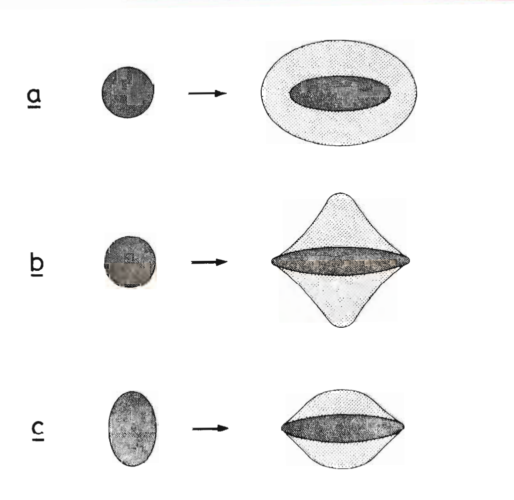


Figura 17. Desenfoque de un punto redondo en un campo de desviación convencional (a) y en un campo de desviación autoconvergente (b). El efecto del desenfoque se puede reducir en un campo autoconvergente (c) utilizando un cañón electrónico astigmático.

de la pantalla ayuda a suprimir el "moiré". (El "moiré" se suprime también utilizando una máscara perforada en la que los puentes entre las ranuras están separados, entre línea y línea, una distancia que ha sido optimizada para la línea transmitida normalizada.)

Al reducir la altura del haz por medio de un elemento astigmático aumenta su anchura, pero debido a la acción de focalización horizontal del campo de desviación, esto no tiene consecuencias adversas durante la desviación. En el caso contrario, la anchura del punto en el centro de la pantalla, así como en los extremos se reduce realmente debido a la influencia disminuida de la carga espacial.

Como resultado de las medidas realizadas en el cañón electrónico, la máscara de sombra, la pantalla y el sistema de desviación, el diseño y el tamaño del cuello, el alargamiento total de una imagen en la pantalla de un tubo 20AX son iguales o incluso mejores que los obtenidos con un tubo de 110° de cañones en delta. Esto, sin el uso de focos dinámicos que, de hecho, empeoraría la calidad de la imagen más que mejorarla.

5. COMPENSACION DE TOLERANCIAS

Aunque el sistema 20AX esté inherentemente libre de los errores de convergencia debidos a la desviación, pueden presentarse errores debidos a las tolerancias de fabricación y montaje. En un sistema de cañones en delta, estos errores al igual que los errores debidos a la desviación, se deben corregir mediante convergencia dinámica. Ya que el sistema 20AX no está previsto para convergencia dinámica, hay que hacer otras previsiones para corregir los errores debidos a las tolerancias.

La figura 18 muestra una situación en la que, debido a una pequeña asimetría izquierda-derecha en la distribución del campo de desviación horizontal, el campo imagen está levemente inclinado respecto a la pantalla. Como resultado, aparecen errores de convergencia horizontal de signo opuesto a ambos lados de la pantalla. (El mismo tipo de error puede presentarse también si el punto de convergencia estático está desplazado horizontalmente del centro de la pantalla.) Estos errores se pueden corregir mediante un campo tetrapolar con los ejes a 45° de los de desviación. En el sistema 20AX este campo se genera mediante una bobina separada que consta de cuatro devanados toroidales en el anillo de ferrita del yugo de desviación; la bobina está excitada por una

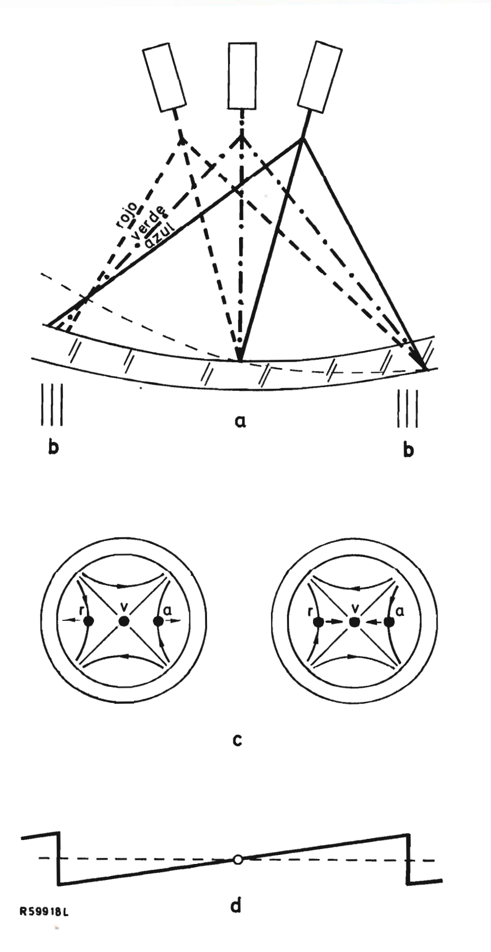


Figura 18. La inclinación del campo imagen (a) produce errores de convergencia horizontal (b) que se pueden corregir mediante un campo de cuatro polos diagonal (c) excitado por una corriente en diente de sierra (d) de frecuencia de línea.

corriente en diente de sierra obtenida de los circuitos de desviación de línea.

De la misma forma, la asimetría superior-inferior del campo de desviación vertical o falta de alineamiento vertical de los haces con respecto al eje del campo de desviación vertical, da lugar a errores de convergencia horizontal en la parte superior e inferior de la pantalla. Estos errores varían linealmente con la desviación vertical (véase la figura 19) y se pueden corregir aplicando a la bobina tetrapolar una corriente en diente de sierra con la frecuencia del campo.

La asimetría superior-inferior del campo de desviación horizontal produce errores de convergencia vertical proporcionales a la desviación horizontal (véase la figura 20).

Estos errores pueden corregirse por medio de un campo tetrapolar alineado con los ejes de desviación. En el sistema 20AX, tal campo se genera desequilibrando las corrientes a través de los devanados superior e inferior de la bobina de desviación horizontal, la cantidad de desequilibrio varía linealmente con la desviación. (Esta técnica, que se ha utilizado también con tubos de cañones en delta, se conoce como excitación de corriente diferencial.)

La asimetría izquierda-derecha del campo de desviación vertical, o desplazamiento horizontal del punto de convergencia estática del centro de la pantalla, da lugar al aumento de los errores de convergencia vertical proporcionales a la desviación vertical (véase la figura 21). Estos errores se pueden corregir desequilibrando lineal-

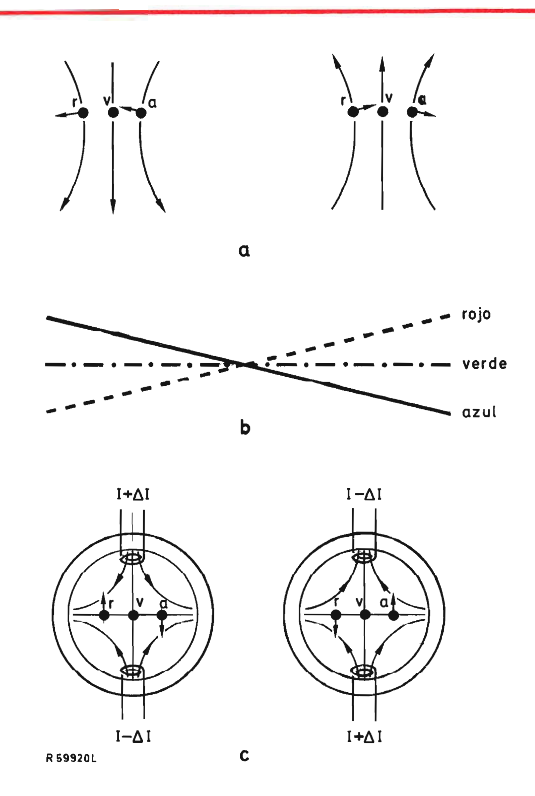


Figura 20. La falta de alineamiento vertical de los haces con respecto al eje del campo de desviación horizontal o asimetría superior-inferior del campo de desviación horizontal (a) da lugar al cruce rojo-azul de las líneas horizontales (b) que se puede corregir desequilibrando las corrientes a través de los devanados superior e inferior de la bobina de desviación horizontal (c).

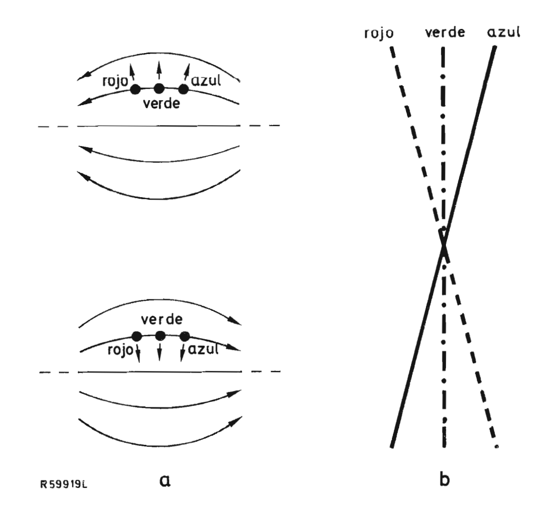


Figura 19. La falta de alineamiento vertical de los haces con respecto al eje del campo de desviación vertical o simetría superior-inferior del campo de desviación vertical (a), da lugar a errores de convergencia horizontal rojo-azul de las líneas verticales (b).

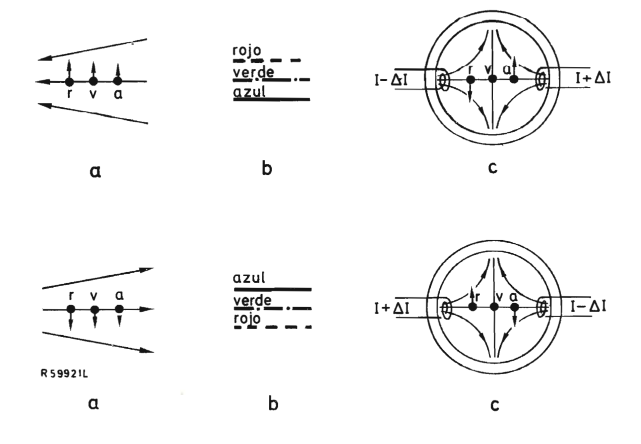


Figura 21. La falta de alineamiento horizontal de los haces con respecto al eje del campo de desviación vertical (a), produce falta de convergencia vertical en la parte superior e inferior de la imagen (b), la cual se puede corregir desequilibrando las corrientes a través de los devanados de la izquierda y de la derecha de la bobina de desviación vertical (c).

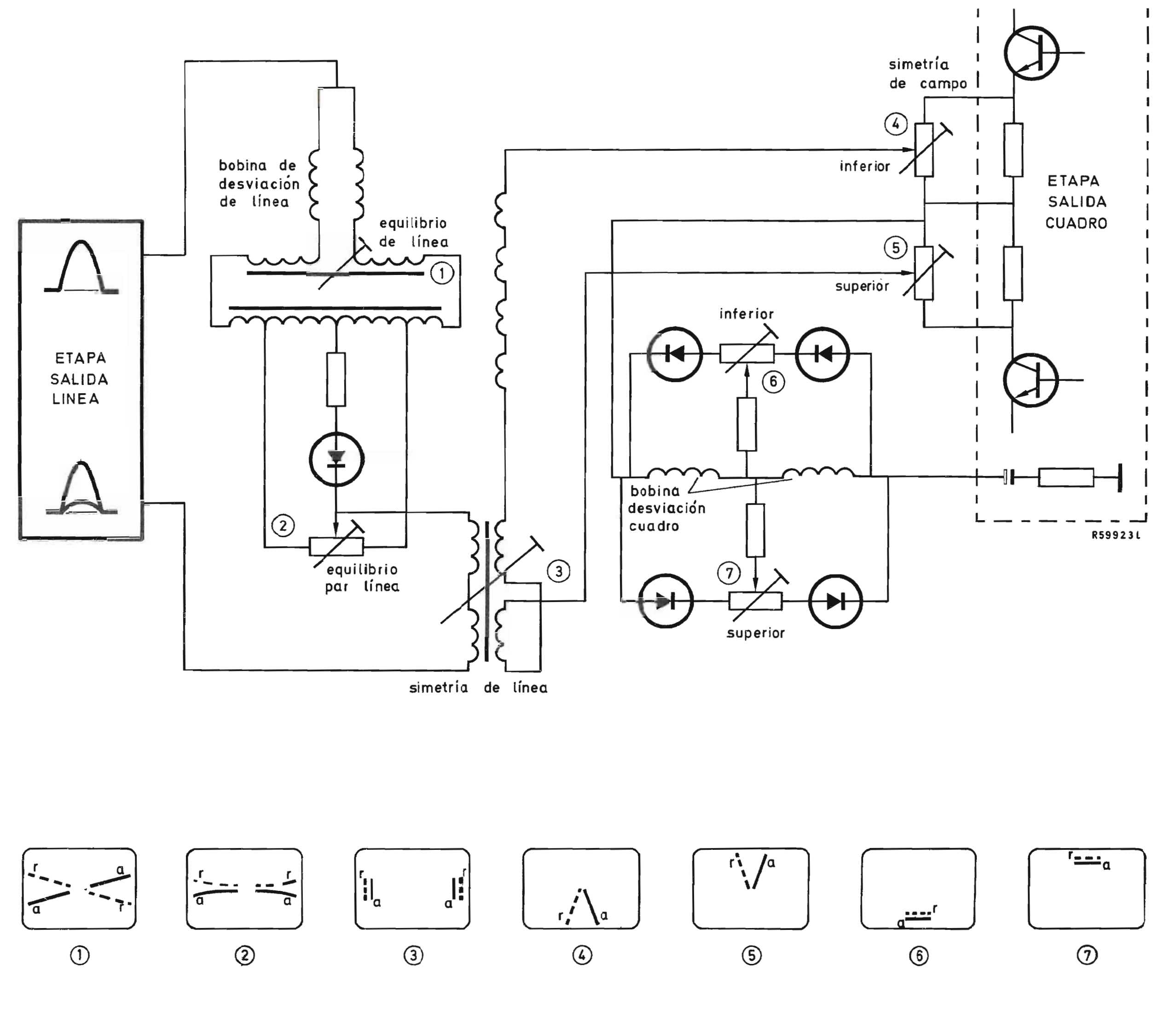


Figura 23. Esquema del circuito de desviación, mostrando los siete ajustes que son suficientes para la completa compensación de las tolerancias de fabricación y montaje.

mente las corrientes a través de los devanados del lado izquierdo y derecho de la bobina de desviación vertical.

Si el plano de los cañones electrónicos está levemente inclinado con respecto al eje de desviación horizontal (fig. 22), se producen errores de convergencia parabólica durante la desviación horizontal y vertical. Estos errores también pueden corregirse desequilibrando las corrientes a través de los devanados de la bobina de desviación, pero en este caso el desequilibrio debe variar según el cuadrado de la desviación.

Las seis correcciones mencionadas hasta aquí se aplican a tubos de imagen de 22 pulgadas: dos correcciones en diente de sierra horizontales, dos correcciones verticales en diente de sierra y dos correcciones parabólicas. Para tipos de 18 y 26 pulgadas hay que añadir una pequeña corrección parabólica horizontal a la corriente en diente de sierra en los devanados de cuatro polos, siendo siete en total. La figura 23 muestra el circuito utilizado para introducir las correcciones.

En todos los casos, las correcciones requeridas son muy pequeñas, de modo que no se requieren ajustes muy exigentes. Debido a que las correcciones se hacen en el plano de desviación, éstas no afectan a la pureza de color. En comparación con los ajustes mecánicos del sistema tubo-yugo, las correcciones eléctricas descritas tienen la importante ventaja de que son completamente independientes una de la otra y no interaccionan; además, se reduce el número de correcciones, sin variar el sistema, si las tolerancias de fabricación son más reducidas.

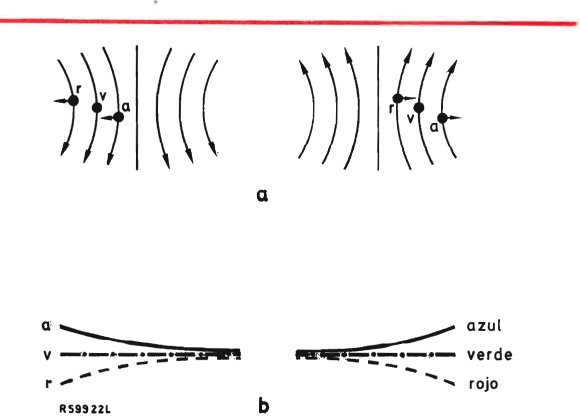


Figura 22. Si el plano de los cañones electrónicos está inclinado con respecto a los ejes de desviación, los errores de convergencia parabólica (b) acompañan a la desviación horizontal y vertical.

Bibliografía

J. MOMPIN, coordinador

MICROPROCESADORES Y MICROCOMPUTADORES
Serie Mundo Electrónico
Marcombo, S. A., Boixareu Editores. Avda. José Antonio, 594. Barcelona-7
Un volumen de 140 páginas (21,5 x 28,5 cm). 1976.



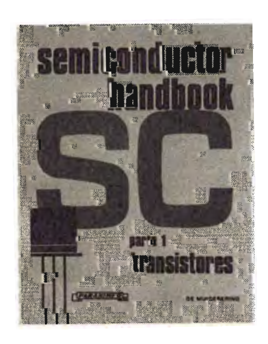
La importancia que están adquiriendo los microprocesadores y su creciente aplicación a los más diversos campos desde las comunicaciones a la industria, los productos de consumo, la instrumentación, los ordenadores, etc., ha llevado a la prestigiosa revista Mundo Electrónico a la publicación de esta interesante obra.

Bajo la coordinación del director de la misma, una serie de autores estudian los distintos aspectos técnicos de los microprocesadores, desde su estructura y funcionamiento hasta su aplicación práctica. La siguiente relación de los títulos de los capítulos que la integran da una clara idea del contenido y alcance de la obra:

Introducción a la estructura de los microcomputadores (J. A. Fores)
Tecnologías en la fabricación de microprocesadores (J. L. Marín Galan)
Estudio cualitativo del mercado de microprocesadores (V. Gil Gales)
Introducción a la programación de microprocesadores (F. Anglés Corts)
Memorias para microprocesadores (J. Soler, J. A. Escamilla)
Sistemas de interface para microprocesadores (H. Gotz)
Periféricos universales programables (J. M. Fort Grau)
Proceso de diseño y realización de sistemas con microprocesadores (F. Baró)
Técnicas de programación estructurada aplicables a microprocesadores (R. Tortajada)
Lenguajes de programación de microprocesadores (J. M. Porcar)
Microsistemas operativos (J. Figueras, A. Alabau)
Microprocesadores microprogramables (E. Tassis, E. Riverola)
Aplicaciones de los microprocesadores (F. Vidondo).

A. E. C. VAN UTTEREN

SEMICONDUCTOR HANDBOOK
Parte 1. Transistores
Parte 2. Diodos, diodos zener, diodos túnel, varicaps y tiristores
Paraninfo, S. A. Magallanes, 25. Madrid-15
Dos volúmenes de 152 y 114 páginas (21 x 27 cm). 1976.



Este Semiconductor Handbook consta de dos volúmenes y constituye una interesante recopilación de las principales características técnicas de la mayor parte de los componentes semiconductores discretos disponibles actualmente.

La primera parte está dedicada íntegramente a los transistores, y da para cada uno de ellos los principales valores máximos de empleo, las características eléctricas de funcionamiento y el encapsulado.

La segunda parte está dedicada a los diodos de señal y diodos rectificadores, diodos zener y reguladores de tensión, diodos túnel, varicaps y diodos de capacidad variable, y tiristores. Da igualmente para cada tipo los correspondientes valores límites, características y encapsulado.

M. ROGNON y P. DURU

SERVICIO DE RECEPTORES TRANSISTORIZADOS. FUNCIONAMIENTO, MANTENIMIENTO Y REPARACION
Biblioteca Técnica Philips
Paraninfo, S. A. Magallanes, 25. Madrid-15
Un volumen de 252 páginas (15 x 21 cm). 2ª edición. 1976.



Este libro está especialmente dedicado a la resolución de las dificultades que presenta la reparación de receptores equipados con transistores, tanto en lo que concierne a la localización del defecto, como a la sustitución del componente averiado. El método experimental utilizado es el resultado de la amplia experiencia de los autores, completado con un estudio teórico que facilita la buena comprensión de los principios fundamentales necesarios.

En esta segunda edición (la primera se publicó en 1967) se han incorporado las innovaciones introducidas últimamente en componentes y circuitos. Destacan dos nuevos capítulos, uno de los cuales trata de los circuitos integrados y el otro de los circuitos de alimentación a partir de la red. Cabe destacar que el empleo de circuitos integrados ha simplificado el proceso de reparación, pero no presupone cambio alguno en los métodos descritos.

Esta obra consta de tres partes. En la primera se describen los fundamentos y métodos generales de realización de medidas y localización de la etapa averiada. La segunda parte está dedicada al estudio del funcionamiento de los circuitos transistorizados en general, y la tercera al de cada una de las distintas etapas que forman parte del receptor.

Es un libro eminentemente práctico y los métodos descritos no están limitados únicamente a los aparatos de radio, sino que son aplicables también a los receptores de televisión y, en general, a todos los aparatos similares.

A. M. HOEBEEK

CIRCUITOS INTEGRADOS DIGITALES. EQUIVALENCIAS
Paraninfo, S. A. Magallanes, 25. Madrid-15
Un volumen de 312 páginas (14 x 22 cm). 1976.



En este libro se enumeran en orden alfabético-numérico los distintos circuitos integrados digitales presentados por 17 fabricantes de Europa y Estados Unidos. Para cada uno de estos circuitos integrados se dan unas características elementales para facilitar su empleo y reemplazo. Para cada circuito integrado digital enumerado se indica la cápsula empleada, el esquema de conexionado con numeración de las patillas, la tecnología a la que corresponde, la función realizada, el fabricante y los tipos equivalentes (o con características similares) ofrecidos por otros fabricantes de Europa y Estados Unidos.

Constituye, pues, una obra de gran interés práctico para aquellos técnicos que utilicen circuitos integrados digitales y que se enfrenten con problemas de localización o sustitución de determinados tipos.

1976

INDICE DEL VOLUMEN 15

Fuentes de alimentación

Regulación y control

Varios

AMPLIFICADORES OPERACIONALES

Specifications guaranteed over full temperature range unless otherwise indicated by following marks:

- ● typical over full temperature range
- ▲ guaranteed at 25 °C
- ■ typical at 25 °C

device no.	complexity	temp. range	max. input voltage offset mV	max. input voltage drift µV/°C	max. input current offset nA	max. input current bias nA	min. A_{VOL} V/mV	typ. BW A_V = 1 MHz	typ. slew rate V/µs	diff. inp. voltage V	typ. common mode rej. ratio dB	typ. common mode volt. range V	typ. PSRR dB	supply voltage typ. min. V	supply voltage max. V	outp. curr. mA	max. supply current mA	min. outp. volt. swing V	internal compensation
LF155	single	military	7,00	5,0 ●	20	50	25	2,5	5,0	± 40	100	± 12	100	± 3	± 22	-	4,0	± 12	yes
LF255	single	extended	6,50	5,0 ●	1,0	5,0	25	2,5	5,0	± 40	100	± 12	100	± 3	± 22	-	4,0	± 12	yes
LF355	single	industrial	13,0	5,0 ●	2,0	8,0	15	2,5	5,0	± 30	100	± 12	100	± 3	± 18	-	4,0	± 12	yes
LF156	single	military	7,00	5,0 ●	20	50	25	5,0	12,0	± 40	100	± 12	100	± 3	± 22		7,0	± 12	yes
LF256	single	extended	6,50	5,0 ●	1,0	5,0	25	5,0	12,0	± 40	100	± 12	100	± 3	± 22	-	7,0	± 12	yes
LF356	single	industrial	13,0	5,0 ●	2,0	8,0	15	5,0	12,0	± 30	100	± 12	100	± 3	± 18	-	10,0	± 12	yes
LF157	single	military	7,00	5,0 ●	20	50	25	20	50,0	± 40	100	± 12	100	± 3	± 22	-	7,0	± 12	yes
LF257	single	extended	6,50	5,0 ●	1,0	5,0	25	20	50,0	± 40	100	± 12	100	± 3	± 22	-	7,0	± 12	yes
LF357	single	industral	13,0	5,0 ●	2,0	8,0	15	20	50,0	± 30	100	± 12	100	± 3	± 18	-	10,0	± 12	yes
LM101	single	military	6,00	3,0 ■	500	1500	25	1,0	0,5	± 30	90	± 12	90	± 3	± 22	5,0	2,5	± 12	no
LM201	single	extended	10,0	6,0 ■	750	2000	15	1,0	0,5	± 30	90	± 12	90	± 3	± 22	5,0	3,0 ▲	± 12	no
LM101A	single	military	3,00	15	20	100	25	1,0	0,5	± 30	96	± 15	96	± 3	± 22	7,5	2,5	± 12	no
LM201A	single	extended	3,00	15	20	100	25	1,0	0,5	± 30	96	± 15	96	± 3	± 22	5,0	2,5	± 12	no
LM301A	single	industrial	10,0	30	70	300	15	1,0	0,5	± 30	90	± 12	96	± 3	± 18	5,0	3,0 ▲	± 12	no
LM107	single	military	3,00	15	20	100	25	1,0	0,5	± 30	96	± 15	96	± 3	± 22	7,5	2,5	± 12	yes
LM207	single	extended	3,00	15	20	100	25	1,0	0,5	± 30	96	± 15	96	± 3	± 22	5,0	2,5	± 12	yes
LM307	single	industrial	10,0	30	70	300	15	1,0	0,5	± 30	90	± 12	96	± 3	± 18	5,0	3,0 ▲	± 12	yes
LM108	single	military	3,00	15	0,4	3,0	25	1,0	0,3		100	± 13,5	96	± 2	± 20	1,0	0,4	± 13	no
LM208	single	extended	3,00	15	0,4	3,0	25	1,0	0,3	-	100	± 13,5	96	± 2	± 20	1,0	0,4	± 13	no
LM308	single	industrial	10,0	30	1,5	10,0	15	1,0	0,3	-	100	± 14	96	± 2	± 18	1,0	0,8 ▲	± 13	no
LM108A	single	military	1,00	5,0	0,4	3,0	40	1,0	0,3		110	± 13,5	110	± 2	± 20	1,0	0,4	± 13	no
LM208A	single	extended	1,00	5,0	0,4	3,0	40	1,0	0,3	-	110	± 13,5	110	± 2	± 20	1,0	0,4	± 13	no
LM308A	single	industrial	0,75	5,0	1,5	10,0	60	1,0	0,3	-	110	± 14	110	± 2	± 18	1,0	0,8 ▲	± 13	no
TDA4250	single	military	4,00	-	25	7,5	50	0,25	0,16	± 30	96	± 12	100	± 1	± 18	0,75	0,03	± 12	yes
TDA4250C	single	industrial	6,50	-	8,0	10	50	0,25	0,16	± 30	96	± 12	100	± 1	± 18	0,75	0,03	± 12	yes
MC1456	single	industrial	14,0	-	14,0	40	40	1,0	2,5	± 18	110	± 12	86	± 3	± 18	20	3,0 ▲	± 11	yes
MC1556	single	military	6,00	-	5,0	30	40	1,0	2,5	± 22	110	± 13	86	± 3	± 22	20	1,5 ▲	± 12	yes
NE531	single	industrial	7,50	-	300	2000	15	1,0	35	± 15	90	± 11	100	± 5	± 22	5,0	10 ▲	± 10	no
SE531	single	military	6,00		500	1500	25	1,0	35	± 15	90	± 11	100	± 5	± 22	5,0	7,0 ▲	± 10	no
NE535	single	industrial	6,00	6,0 ●	80	200	15	1,0	15	± 30	90	± 13	110	± 3	± 18	5,0	3,0	± 12	yes
SE535	single	military	3,00	1,5	20	100	25	1,0	15	± 30	90	± 13	110	± 3	± 22	5,0	3,0	± 12	yes
NE536	single	industrial	30 ●	30 ●	5 pA ■	0,1 ▲	25	1,0	6,0	± 30	80	± 11	80	± 6	± 20	5,0	8,0 ▲	± 12	yes
SU536	single	extended	30	20 ●	5 pA ■	3,0	50	1,0	6,0	± 30	80	± 11	86	± 6	± 18	5,0	5,5 ▲	± 12	yes
TCA520	single	extended	6,0 ▲		30 ▲	100 ▲	40 ■	1,0	0,3	6	-			2	20	12,0	1,0 ■	V_s	no
TCA680	single	extended	8,0 ▲		30 ▲	100 ▲	30 ▲	6,0	20	-	100	± 13	100	± 3	± 15	7,5	7,0 ▲	± 13	yes
TDA1034	single	extended	4,0 ▲	-	300 ▲	1500 ▲	30 ▲	10,0	13	-	100	± 13	100	± 2	± 20	-	6,5 ▲	± 12	yes
µA709	single	military	6,0	6,0 ●	500	1500	25	1,0	0,3	± 5	90	± 10	92	± 9	± 18	5,0	5,5 ▲	± 12	no
µA709C	single	industrial	10,0	12,0 ●	750	1500	12	1,0	0,3	± 5	90	± 10	92	± 9	± 18	5,0	6,6 ▲	± 12	no
µA740	single	military	30		0,2 ●	4,0	25	3,0	6,0	± 30	80	± 12	80	± 5	± 22	5,0	5,0 ▲	± 12	yes
µA740C	single	industrial	30 ●	-	0,06 ●	10,0	500 ●	1,0	6,0	± 30	80	± 12	80	± 5	± 22	5,0	8,0 ▲	± 12	yes
µA741	single	military	6,0		500	1500	25	1,0	0,5	± 30	90	± 13	100	± 3	± 22	5,0	2,5	± 12	yes
µA741C	single	industrial	7,5		300	800	15	1,0	0,5	± 30	90	± 13	100	± 3	± 18	5,0	2,8 ▲	± 12	yes
µA748	single	military	6,0		500	1500	25	1,0	0,5	± 30	90	± 13	90	± 3	± 22	5,0	2,8	± 12	no
µA748C	single	industrial	7,5		300	800	25	1,0	0,5	± 30	90	± 13	90	± 3	± 18	5,0	2,8	± 12	no
LM158	dual	military	7,0	7,0 ●	100	300	25	1,0	-	32	70	V_s–1,5	100	3	30	40	2,0	V_s–2	yes
LM258	dual	extended	9,0	7,0 ●	150	500	15	1,0		32	65	V_s–1,5	100	3	30	40	2,0	V_s–2	yes
LM358	dual	industrial	9,0	7,0 ●	150	500	15	1,0		32	65	V_s–1,5	100	3	30	40	2,0	V_s–2	yes
MC1458	dual	industrial	7,5		300	800	15	1,0	0,8	± 30	90	± 13	90	± 3	± 18	5,0	5,6 ▲	± 12	yes
MC1558	dual	military	6,0		500	1500	25	1,0	0,5	± 30	90	± 13	90	± 3	± 22	5,0	5,0 ▲	± 12	yes
NE532	dual	industrial	7,5	7,0 ●	150	500	15	1,0	-	32	70	V_s–1,5	100	3	30	40	1,2	V_s–2	yes
SA532	dual	extended	7,5	7,5 ●	150	500	15	1,0	-	32	70	V_s–1,5	100	3	30	40	1,2	V_s–2	yes
SE532	dual	military	7,0	7,0 ●	100	300	25	1,0	-	32	70	V_s–1,5	100	3	30	40	1,2	V_s–2	yes
µA747	dual	military	6,0		500	1500	25	1,0	0,5	± 30	90	± 13	90	± 3	± 22	5,0	3,3	± 12	yes
µA747C	dual	industrial	7,5		300	800	15	1,0	0,5	± 30	90	± 13	90	± 3	± 18	5,0	3,3	± 12	yes
TCA220	triple	extended	10,0 ▲	-	200 ▲	2000 ▲	4,0 ■	5,0	0,4	5,0	90	18	66		18	100	1,0 ■	± 3,5	no
LM124	quad	military	7,0	7,0 ●	100	300	25	1,0	-	32	85	V_s–1,5	100	3	30	40	2,0	V_s–2	yes
LM224	quad	extended	9,0	7,0 ●	150	500	15	1,0		32	85	V_s–1,5	100	3	30	40	2,0	V_s–2	yes
LM324	quad	industrial	9,0	7,0 ●	150	500	15	1,0	-	32	85	V_s–1,5	100	3	30	40	2,0	V_s–2	yes
SA534	quad	extended	9,0	7,0 ●	150	500	15	1,0	-	32	85	V_s–1,5	100	3	30	40	2,0	V_s–2	yes
LM2902	quad	extended	15,0	7,0 ●	200	1000	15	1,0	-	26	85	V_s–1,5	100	3	26	40	2,0	V_s–2	yes


COPRESA
comercializa
en España
el microprocesador 2650
de
signetics